

**Universidade Federal de Minas Gerais**  
**Escola de Engenharia**  
**Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica**

**Desenvolvimento de uma Carga Eletrônica c.c. Regenerativa para  
Ensaio de Bancos de Baterias**

**Douglas Alexandre Fernandes Pedroso**

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós Graduação em engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo

**BELO HORIZONTE-MG**

**MARÇO/2010**

## DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Elias e Rosa, minha irmã Lídia Lorena, minha noiva Eliene e aos grandes amigos e mestres que contribuíram e acreditaram na minha vitória.

## AGRADECIMENTOS

À grande inspiração de todos os meus pensamentos e idéias positivas.

Aos meus pais, Elias e Rosa pelo apoio incondicional, sempre me acompanhando e exemplificando o bom caráter e mostrando como viver a vida de maneira honesta e justa focada no trabalho e respeito. Pelo lar confortável e carregado de amor e bons valores que me proporcionou algumas “recargas de baterias” durante o período de realização deste projeto.

À minha Irmã Lídia Lorena pelo afeto e apoio e doce convivência.

À Eliene Falcão pelo carinho especial, companheirismo e apoio incondicional durante a realização deste trabalho.

Ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais pelo acolhimento e pela excelente estrutura disponibilizada para a realização deste trabalho.

Ao professor Porfírio, meu orientador, que além de ter idealizado grande parte deste projeto, sempre me recebeu com tranquilidade e sanou de forma exímia todas as dúvidas pertinentes a este trabalho, além de acompanhar de forma assídua todo o desenvolvimento do projeto.

Ao professor Marcos Severo pelo grande auxílio no aprendizado e na programação dos DSP's indispensável à realização deste trabalho.

Ao professor Benjamim pela paciência e contribuições valiosas sobre controle digital e dinâmica de controle, pertinentes a este trabalho.

Aos professores do GEP Lênin, Pedro Donoso, Rubens e Seleme pelo esclarecimento de inúmeras dúvidas e grande vivência profissional no Laboratório de eletrônica de Potência.

Aos colegas de trabalho (Ana Paula, Alexandre, Camila, George, Helbert, Hugo, Igor, Ivan, João Américo, José Eduardo, Julio Lopez, Laís, Luís Gustavo, Marco Aurélio, Ricardo, Tiago Ribeiro e Welbert) que se tornaram amigos durante a convivência saudável neste programa de pós-graduação. Agradeço muito pelos bons momentos de diversão e de “*ralação*” compartilhados durante estes dois anos.

Aos amigos (Ana Paula, Danilo Fonseca, Gustavo, Rosembergue, Tiago Rodolphi, Tiago Zanotelli) que foram uma verdadeira família durante o período deste mestrado contribuindo direta e indiretamente para a realização de um bom trabalho.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Tecnológico – CNPq- Brasil pelo apoio financeiro.

## RESUMO

Testes em conversores eletrônicos, fontes de tensão e de baterias são comumente realizados em cargas resistivas comutadas ou em cargas eletrônicas não-regenerativas e toda a energia dos testes é desperdiçada. Embora no mercado existam muitas soluções de cargas eletrônicas, que permitam vários modos de operação e testes dinâmicos, poucas são regenerativas. Esse trabalho propõe uma carga eletrônica regenerativa c.c. com a principal finalidade de proporcionar controle no processo de testes de descarga em baterias, devolvendo a energia para a rede c.a.. A carga eletrônica proposta também pode ser utilizada em teste de fontes de tensão contínua. O objetivo é construir um protótipo de carga eletrônica de 635W com dois estágios de conversores, possibilitando redução de perdas em relação aos conversores de três estágios, e que possibilite o teste dinâmico em corrente constante. No modo de operação de corrente constante, é possível realizar o controle da corrente drenada do equipamento durante os testes. Foi utilizado conversor Push-Pull em corrente, no estágio de entrada. Este conversor eleva a tensão e adiciona isolamento elétrico entre entrada e saída. Um inversor monofásico em ponte completa foi utilizado como estágio de saída, permitindo o fornecimento de uma corrente senoidal com alto fator de potência à rede c.a.. Os resultados experimentais apresentaram boa resposta dinâmica no controle da corrente entregue à rede. Foi possível também, a entrega de uma corrente senoidal, mesmo sob tensões da rede sob influência de harmônicos, devido ao emprego de uma PLL. Na montagem realizada, as perdas nos conversores representaram pouco mais de 5% da potência total. Montando-se o estágio de entrada, este percentual se elevará para cerca de 11%, atingindo uma eficiência de 89%. Conclui-se que cargas eletrônicas regenerativas são uma excelente alternativa para indústrias que recorrem aos testes controlados, dinâmicos e ambientalmente corretos, pois permitem controle nos testes e economia devido à capacidade de regeneração.

**Palavras-Chave:** Carga Eletrônica, Carga Regenerativa, Carga Ativa

## **ABSTRACT**

Tests of electronic converters, voltage sources and batteries are commonly accomplished in resistive commuted loads or in no-regenerative electronic loads and all the energy of the tests is wasted. Although there are several solutions of electronic loads available, that they allow several operation modes and dynamic tests, but few of them are regenerative. This work proposes a d.c. regenerative electronic load that makes possible the control of the discharge test process in batteries and regenerates the energy to the a.c. grid. The electronic load can also be applied in tests of the d.c. voltage sources. The proposed load has two converters, making possible reduction of losses in relation to the three converters loads, and works in constant current operation mode, controlling the current drained from the tested device. The d.c. regenerative electronic load prototype proposed has a power of 635W. The electronic load has at the input stage a current fed Push-Pull converter which elevates the voltage and adds electric isolation. A full bridge monophase inverter at the output stage provides a sinusoidal current waveform with high power factor to the a.c. grid. Experiments showed good dynamic answer in the current control provided to a.c. grid and also was possible provide a sinusoidal current waveform even under harmonic polluted voltage sources, due to the employment of a PLL. In the experimental results on the output stage, losses of about 5% of the drained power were obtained. By including the input stage, the losses will increase about 10%. This regenerative load presents two main advantages to the industrial sector. First, it allows energy saving and second the possibility of controlled and dynamic tests.

**Keywords:** Electronic Load, Power Recycler, Active Load

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Parâmetros importantes para a modelagem do conversor Push-Pull em corrente e grandezas referidas. ....	56
Tabela 2. Funções de transferência para o modelo de pequenos sinais do conversor Push-Pull em corrente. ....	60
Tabela 3. Parâmetros dos filtros LCL e LC propostos. ....	70
Tabela 4. Resultados da análise dos sinais obtidos experimentalmente. ....	108
Tabela 5. Dados das bitolas de condutores destinados à confecção de indutores e transformadores [2].....	124
Tabela 6. Tabela de perdas para a carga eletrônica regenerativa c.c proposta. ....	133
Tabela 7. Resistência térmica dos dissipadores projetados para os dispositivos semicondutores considerando ventilação natural. ....	135

# SUMÁRIO

DEDICATÓRIA.....	ii
AGRADECIMENTOS.....	iii
RESUMO.....	iv
ABSTRACT .....	v
LISTA DE TABELAS.....	vi
SUMÁRIO .....	vii
SIMBOLOGIA, SIGLAS E ABRAVIÇÕES .....	x
<b>Capítulo I INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>13</b>
1.1 Apresentação e Contextualização .....	13
1.2. Motivação .....	17
1.3 Objetivo .....	18
1.3.1 Objetivos Gerais.....	18
1.3.2 Objetivos Específicos .....	18
1.3 Estrutura do Texto .....	19
<b>Capítulo II  RECICLADORES DE ENERGIA CA E CC.....</b>	<b>20</b>
2.1 Introdução .....	20
2.2 Tecnologias fornecidas pelo mercado.....	20
2.2.1 Cargas Eletrônicas c.c. ....	20
2.2.2 Cargas Eletrônicas c.a. ....	24
2.3 Topologias de cargas eletrônicas já propostas.....	27
2.3.1 Cargas c.c. ....	28
2.3.2 Cargas c.a.....	32
2.4 Estudos de caso – Equipamentos passíveis a testes com as cargas eletrônicas c.c.....	39
2.5 Conclusão.....	42

### Capítulo III PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DA CARGA ELETRÔNICA C.C. REGENERATIVA

PROPOSTA.....	44
3.1 Introdução .....	44
3.2 Conversor Push-Pull alimentado em corrente .....	44
3.3 Inversor monofásico em ponte completa .....	48
3.4 Topologia proposta.....	51
3.5 Conclusão.....	53

### Capítulo IV DIMENSIONAMENTO DA CARGA ELETRÔNICA - PUSH-PULL EM CORRENTE E

INVERSOR.....	54
4.1 Introdução .....	54
4.2 Modelagem do conversor Push-Pull alimentado em corrente .....	54
4.2.1 Estágios de operação do conversor Push-Pull alimentado em corrente .....	56
4.2.2 Modelo pela média.....	58
4.2.3 Modelo de Pequenos Sinais .....	59
4.2.4 Validação do Modelo.....	62
4.3 Projeto do filtro indutivo de entrada e do capacitor do barramento c.c. para o conversor Push-Pull em corrente .....	64
4.4 Projeto do filtro do estágio de saída da carga eletrônica c.c. ....	66
4.5 Controladores, digitalização e modelagem das malhas de controle dos conversores. .	72
4.5.1 Projeto do controlador para a malha de controle da corrente de entrada .....	73
4.5.2 Modelagem por função de transferência do estágio de saída do inversor .....	75
4.5.3 Modelagem por função de transferência da malha de controle de tensão do barramento c.c. ....	83
4.5.5 Discretização das malhas de controle .....	87
4.5.6 Simulação da Malha de Controle Discretizada .....	92
4.6 Resultados da simulação da carga eletrônica .....	95
4.7 Conclusão.....	101

### Capítulo V REALIZAÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....

5.1 Introdução .....	103
5.2 Descrição da montagem .....	103

5.4 Resultados Experimentais e discussão .....	106
5.5 Análise do problema da reatância de dispersão do transformador do conversor Push-Pull em corrente .....	109
5.6 Conclusão.....	111
<b>Capítulo VI CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....</b>	<b>112</b>
6.1 Conclusões finais .....	112
6.2 Propostas de Continuidade .....	113
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	115
Apêndice A – Dimensionamento dos Elementos passivos para a carga eletrônica c.c. regenerativa.....	120
A.1 Especificação do banco de capacitores do barramento c.c. ....	120
A.2 Projeto físico do transformador Push-Pull .....	120
A.3 Projeto físico do indutor de entrada para o conversor Push-Pull.....	122
A.4 Projeto físico do indutor de saída .....	125
Apêndice B – Especificação dos dispositivos semicondutores e análise das perdas e modelo térmico da carga eletrônica proposta .....	128
B.1 Projeto do circuito de snubber para as chaves do conversor Push-Pull.....	128
B.2 Especificações dos dispositivos semicondutores e análise das perdas .....	128
B.2.1 Perdas no IGBT .....	129
B.2.2 Perdas no MOSFET .....	130
B.2.3 Perdas no diodo rápido .....	132
B.2.4 Perdas nos indutores.....	132
B.2.5 Perdas no capacitor .....	133
B.3 Perdas e eficiência da carga eletrônica projetada .....	133
B.4 Modelo Térmico e dimensionamento dos dissipadores .....	134

## SIMBOLOGIA, SIGLAS E ABREVIATURAS

a	Constante utilizada no projeto do filtro LCL
abc	Sigla utilizada para simbolizar tensões ou correntes senoidais defasadas entre si de 120°
C	utilizada como símbolo de capacitor.
c.a.	utilizada para indicar corrente ou tensão alternadas.
$C_b$	Capacitância de base
c.c.	Utilizada para representar tensão e corrente contínuas.
D	Razão cíclica entre do intervalo de magnetização do indutor para conversor Push-Pull em corrente.
$D_s$	Razão cíclica de operação das chaves do conversor Push-Pull em corrente
$\Delta E$	Variação na tensão do barramento c.c.
$\Delta i_{\max}$	Máxima ondulação de corrente
$\Delta P$	Variação no fluxo de potência
dq0	Sigla utilizada para simbolizar as componentes de eixo em quadratura originadas pela aplicação das transformadas de Clarke e Park.
DSP	“ <i>Digital Signal Processor</i> ” utilizado para representar os microcontroladores empregados no controle dos conversores.
E ou $E_n$	Tensão nominal no barramento c.c.. E também representou energia.
FACT’s	“ <i>Flexible AC Transmission Systems</i> ”
FET	“ <i>Field effect transistor</i> ”
$f_s$	Frequência de chaveamento
GEP	Grupo de eletrônica de Potência do Programa de Pós Graduação em Engenharia elétrica da UFMG
GPWM	Utilizado para representar o ganho do modulador PWM
GTO	“ <i>Gate turn-off Thyristor</i> ”
h	Variável inteira utilizada para representar a ordem harmônica.
IGBT	“ <i>Insulated Gate bipolar transistor</i> ”
$i_L$	Corrente no indutor
k	Utilizado para representar a relação de espiras do transformador do conversor Push-Pull e também para representar a relação entre a frequência angular de chaveamento do inversor e a frequência angular de ressonância do filtro LCL
Lc	Utilizada como símbolo de indutância e representação de indutores e filtros indutivos

$L_c$	Indutância do sistema ou do filtro de conexão entre rede e conversor
LC	Utilizada para representar um filtro passa-baixas formado por indutor e capacitor
LCL	Utilizada para representar topologia de filtro de terceira ordem formado por indutor-capacitor-indutor
MOSFET	<i>“Metal-oxide-semiconductor field effect transistor”</i>
$m_a$	Índice de modulação em amplitude para o inversor com modulação SPWM
$m_f$	Índice de modulação em frequência para o inversor com modulação SPWM
OCP	<i>“Over Current Protection”</i>
P	Potência ativa
$P_n$	Potência nominal
PI	Utilizada para representar um controlador com ação proporcional e integral
PLL	<i>“Phase Locked Loop”</i> - malha fechada de fase
PWM	<i>“Pulse width modulation”</i> - Modulação por largura de pulso
Q	Potência Reativa
R	Utilizada como representação e resistor e resistência elétrica
r	Relação entre as indutâncias do filtro LCL
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SPWM	Modulação senoidal por largura de pulso
SVC	<i>“Static Var Compensator”</i> - Compensador de volt-ampere reativos
RSE ou ESR	Resistência série equivalente dos capacitores
TAP	Terminais permutáveis de conexão existentes em transformadores
$T_E$	Tempo de resposta da malha de controle de tensão do barramento c.c.
$\tau$	Retardo de tempo inserido pelo processo de amostragem
UPS	<i>“Uninterruptible Power Supply”</i> - fonte de energia ininterrupta
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
$v_c$	Tensão sobre o capacitor
$v_d$	Queda de tensão direta dos diodos
$V_1$ e $V_2$	Níveis de tensão no barramento c.c.
$V_{gen}$	Fasor de tensão do Gerador ou rede c.a.
$V_{ph}$	Fasor de tensão fornecida pelo inversor e/ ou retificador
VSC	<i>“Voltage Source Converter”</i>
VSI	<i>“Voltage Source Inverter”</i>
x	Utilizado para representar a porcentagem admissível de potência reativa entregue à rede c.a.

$w$ ou $\omega$	Utilizadas para simbolizar a frequência angular da rede elétrica
$\omega_n$	Frequência angular da rede c.a.
$\omega_{res}$	Frequência angular de ressonância do filtro LCL
$\omega_{sw}$	Frequência angular de chaveamento do conversor
$Z_b$	Impedância de base

# Capítulo I INTRODUÇÃO GERAL

---

## 1.1 Apresentação e Contextualização

Atualmente, as empresas fabricantes de fontes de tensão despendem muito tempo e recursos financeiros em testes de funcionamento de seus equipamentos. Alguns conversores eletrônicos, como retificadores, inversores e conversores c.c./c.c. também necessitam destes testes de desempenho e confiabilidade que são chamados de “*burn-in tests*” [13], [16], [18], [20],[24], [38]. Estes testes são necessários para verificar se os produtos atender às normas específicas e também se todos os lotes atendem as especificações fornecidas pelos fabricantes aos seus clientes.

Para estes testes podem ser utilizados bancos de resistores que são comutados para simular a exposição às variações de carga [16], [18], [32]. Esta técnica agrega um grande custo à produção, pois toda a energia elétrica utilizada nos testes é dissipada na forma de energia térmica nos resistores. Além disso, dependendo da potência do dispositivo a ser testado, o calor gerado pelo banco de resistores é muito grande forçando um gasto adicional de energia, e conseqüentemente, de dinheiro com um sistema de refrigeração.

Além dos testes de desempenho realizados pelos fabricantes de equipamentos, existem ainda algumas empresas que utilizam conversores c.c./c.c. e conversores c.c./c.a. e realizam rotinas de manutenção preventiva e preditiva, as quais demandam providências periódicas de manutenção nos conversores e em possíveis bancos de baterias que os componham [13]. Um caso comum de conversor que possui banco de baterias são os sistemas de energia ininterrupta UPS (*Uninterruptible Power Supply*) [38].

As UPS's contêm baterias do tipo chumbo-ácidas, podendo ser as baterias ventiladas, onde o eletrólito se move livremente nos compartimentos das células, sendo possível a adição de água destilada. Existem também as baterias chumbo ácidas seladas, sofrendo apenas uma pequena alteração na sua estrutura básica. Estas baterias usam a tecnologia VRLA (*Valve Regulated Lead Acid Battery*) e possuem um mecanismo de válvula de regulação que permite o escape dos gases, hidrogênio e oxigênio, durante o processo de carga quando a pressão interna se torna elevada. As baterias VRLA podem ser de dois tipos: eletrólito Gelificado e AGM (*Absorbed Glass Mat*). As primeiras apresentam um Gel que contêm um aditivo de sílica que envolve o eletrólito. No Gel, que envolve o

eletrólito, formam-se micro fendas que permitem as reações e recombinações entre a placa positiva e a placa negativa. As baterias ácidas AGM utilizam fibra de vidro embebidas de em eletrólito que envolve as placas garantindo uma menor impedância interna da bateria. Estas baterias são ideais para UPS's devido à sua capacidade de fornecer correntes elevadas em curto intervalo de tempo. Estas baterias também agregam os benefícios das baterias de Gel [48], [49], [50]. A Figura 1.1 ilustra algumas baterias utilizadas em UPS's.



Figura 1.1 - Baterias normalmente utilizadas em sistemas de energia ininterrupta.

Os testes destas baterias normalmente são realizados através de ciclos de carga e descarga, geralmente utilizando resistores comutados como mostrado na Figura 1.2 . Este método representa um grande desperdício de energia e um elevado custo com eletricidade já que os testes levam de 48 à 72h [18].

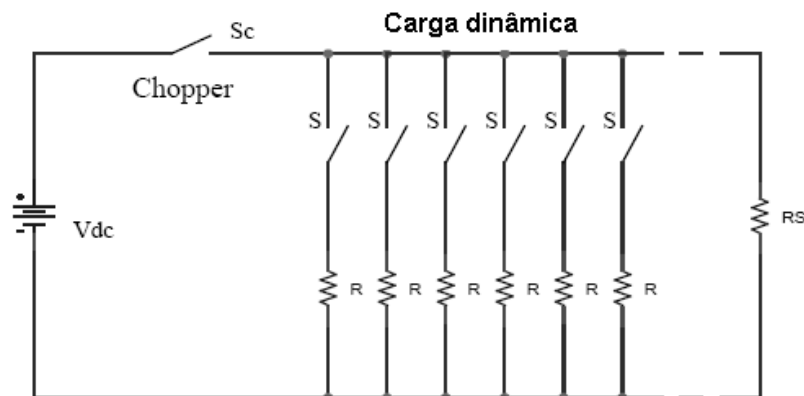


Figura 1.2 - Carga dinâmica compostas por banco de resistores.

Uma técnica mais eficiente para a realização dos testes de carga e descarga em baterias é a utilização de cargas eletrônicas. As cargas eletrônicas são dispositivos que simulam uma carga elétrica conectada à fonte sob teste. Estas cargas absorvem energia da fonte ou bateria sob teste de uma maneira controlada e também podem, em alguns casos, devolver à rede elétrica a maior parte desta energia, consumindo apenas uma pequena parcela devido às perdas nos componentes internos. Algumas cargas eletrônicas utilizam

dispositivos eletrônicos (chaves semicondutoras), ao invés de resistores variáveis, como cargas. Neste caso são utilizados MOSFET's de potência e a resistência do canal é variada em função do potencial aplicado entre os terminais de “gate” e “source”.

As cargas eletrônicas que transformam a energia elétrica retirada do equipamento sob teste em calor nos dispositivos semicondutores são também chamadas cargas dissipativas ou não regenerativas, sendo necessários, grandes dissipadores de calor para os MOSFET's de potência. A Figura 1.3 ilustra a diferença fundamental entre carga dissipativa e carga regenerativa. Note que a carga dissipativa transforma a energia elétrica recebida em energia térmica, mecânica, ou em qualquer outra forma de energia, não sendo possível reaproveitá-la eletricamente. Como se pode perceber na Figura 1.3 (a), não há conexão com a rede posterior a carga. Em contrapartida, a carga regenerativa funciona como um elo que extrai energia do equipamento sob teste e a devolve à rede c.a. A Figura 1.3, além de ilustrar de maneira clara os testes realizados em equipamentos c.a., também pode ajudar no entendimento de testes de baterias, sendo que a idéia é análoga, bastando substituir os blocos de entrada, onde estão a rede c.a. e o equipamento sob teste, pela bateria a ser testada.

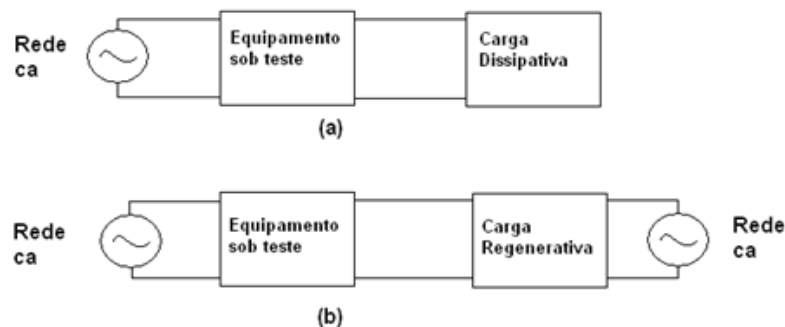


Figura 1.3 - Ilustrativo que mostra um diagrama de blocos de uma carga eletrônica dissipativa (a) e de uma carga eletrônica regenerativa (b).

Nas condições da sociedade atual, onde a energia elétrica destaca-se por ser a forma mais nobre de energia e, devido a isso, apresenta um elevado valor econômico, as cargas eletrônicas regenerativas estão ganhando espaço no mercado de testes elétricos industriais, reduzindo o consumo de energia elétrica e o custo de produção das empresas, ou tornando os testes mais automatizados. Alguns fabricantes como Agilent®, Kikusui®, CromaAte® e Xantrex® se destacam no mercado atual de cargas eletrônicas. Alguns dos modelos disponíveis no mercado podem ser visualizados na .



Figura 1.4 - Modelos de cargas eletrônicas disponíveis no mercado [51][52],[53],[54].

O grande problema é que o custo da tecnologia oferecida por tais fabricantes é elevado, impossibilitando o acesso do meio acadêmico e também de pequenas empresas a estes dispositivos. Daí um grande estímulo a realização deste trabalho.

Como dito anteriormente, as cargas eletrônicas se aplicam a teste de fontes de tensão, baterias ou qualquer outro produto que necessite de testes elétricos para avaliar seu desempenho dinâmico de acordo com normas e exigências do mercado. A grande vantagem da utilização de cargas eletrônicas é a possível economia de energia elétrica que, nos testes convencionais, é dissipada na forma de calor nos bancos resistivos e também a realização de testes mais precisos e previamente programados pelo usuário.

A tecnologia empregada nas cargas eletrônicas é tal que possa operar nos modos descritos abaixo e ilustrados na Figura 1.5 .

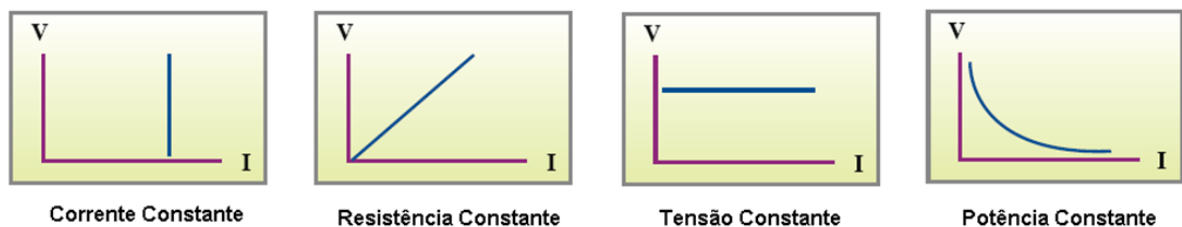


Figura 1.5 - Modos de operação comuns nas cargas eletrônicas do mercado.

- Modo de corrente constante: neste modo a carga eletrônica vai drenar, independentemente da tensão aplicada sobre ela, uma corrente constante da fonte, ou bateria sob teste.

- Modo de resistência constante: neste modo a carga eletrônica irá operar como um resistor fixo mantendo uma relação linear entre corrente e tensão elétrica.
- Modo de tensão constante: neste modo a carga eletrônica mantém fixa a tensão em seus terminais, não importando a quantidade de corrente que é drenada do dispositivo em teste.
- Modo de potência constante: neste tipo de operação a carga eletrônica mantém a potência drenada do equipamento em teste em um valor constante pré-determinado, ou seja, mesmo que corrente e tensão variem, a potência drenada do dispositivo será mantida constante.

Cargas eletrônicas mais sofisticadas também conseguem trabalhar com associações dos modos de operação citados acima, como corrente e tensão constantes ou tensão e resistência constantes. Além desta característica, a maioria das cargas eletrônicas comercializadas permite a associação em paralelo, tornando possível teste em equipamentos de maior potência. Porém, o custo do dispositivo está intimamente ligado à sua potência nominal, valores máximos suportados de tensão e corrente, modos de operação e funções adicionais agregadas. A maioria dos fabricantes já oferece protocolo de comunicação com computadores de maneira a permitir uma boa interface com o usuário, configuração dos parâmetros da carga e também de propriedades importantes dos testes, como por exemplo, o seu tempo de duração.

As cargas eletrônicas ainda permitem testes estáticos ou dinâmicos, já que os esforços elétricos do equipamento em teste podem ser alterados em tempos pré-estabelecidos.

## **1.2. Motivação**

Esta dissertação se justifica pela necessidade deste equipamento no laboratório de eletrônica de potência da UFMG para ensaio de bancos de baterias de UPS's. São desenvolvidos trabalhos no laboratório de ensaio de baterias chumbo-ácido e este equipamento permite automatizar os ensaios de descarga das baterias. Além disso, o valor econômico dos equipamentos disponíveis no mercado é muito alto e nem sempre os equipamentos atendem aos interesses do laboratório, por exemplo, nem todas as cargas eletrônicas são regenerativas, algumas dissipam a energia sob a forma de calor nos

dispositivos semicondutores. Isso não é uma característica interessante em tempos onde é necessária a utilização racional de recursos e preservação do meio ambiente.

Uma carga eletrônica c.c. regenerativa não se limitará somente aos testes de baterias de UPS's, podendo também ser utilizada para testes de outros tipos de baterias e também em fontes de tensão contínua, desde que sua potência e outras grandezas elétricas sejam compatíveis com o protótipo desenvolvido.

## **1.3 Objetivo**

### **1.3.1 Objetivos Gerais**

Esta dissertação tem por objetivos: a análise, o projeto, a simulação e a confecção de um protótipo de carga eletrônica regenerativa c.c. com as seguintes características:

- i) Seja capaz de expor a carga c.c. ao teste de corrente constante.
- ii) Apresente um alto fator de potência e baixa THD na forma de onda da corrente entregue à rede c.a..
- iii) Possua um alto rendimento.
- iv) Possibilite boa resposta às variações da corrente de carga no teste de corrente constante.

### **1.3.2 Objetivos Específicos**

- i) Estudo das cargas eletrônicas comerciais – funções agregadas e modos de operação.
- ii) Estudo das topologias de cargas eletrônicas propostas até a atualidade.
- iii) Estudo e projeto de conversores estáticos aplicado às cargas eletrônicas c.c. regenerativas.
- iv) Estudo de técnicas de controle.
- v) Simulação dos sistemas propostos.
- vi) Implementação do algoritmo de controle em DSP.
- vii) Projeto do hardware.
- viii) Implementação do protótipo.

### 1.3 Estrutura do Texto

A presente dissertação foi desenvolvida em cinco capítulos, a saber:

No capítulo 2 é apresentada uma caracterização dos recicladores de energia c.a. e c.c. existentes, abordando as topologias empregadas e estudadas até o presente momento. Discute-se também, características e funcionalidades das cargas eletrônicas fornecidas pelo mercado. Além disso, são analisadas possíveis aplicações do protótipo de carga eletrônica c.c que foi desenvolvido.

No capítulo 3 é sugerida a topologia de carga eletrônica para o teste em corrente constante, enumerando suas vantagens e desvantagens. A topologia é apresentada, detalhando a operação, vantagens e desvantagens dos conversores utilizados, o funcionamento dos circuitos, além das variáveis a serem medidas e controladas em cada caso.

No capítulo 4 será apresentado o desenvolvimento e dimensionamento da carga eletrônica. Serão mostrados resultados de simulação, além de ser evidenciado também o projeto dos controladores, digitalização e modelagem dos conversores objetivando a estabilidade das malhas de controle. Este capítulo trará também uma discussão sobre os resultados obtidos.

No capítulo 5, encontram-se os resultados experimentais obtidos na montagem do estágio de saída da carga eletrônica realizada no Laboratório de Eletrônica de Potência da UFMG. O problema da reatância de dispersão do transformador Push-Pull é estudado e uma possível solução é apresentada. Também há uma discussão sobre os resultados experimentais obtidos.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais e propostas de continuidade pertinentes a este trabalho.

Os apêndices A e B ilustram o procedimento de determinação do banco capacitivo, filtros indutivos e transformadores além da escolha dos dispositivos semicondutores e análise das perdas de maneira detalhada para a carga eletrônica c.c. regenerativa proposta.

# Capítulo II

## RECICLADORES DE ENERGIA CA E CC

---

### 2.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentadas algumas das funcionalidades apresentadas das cargas eletrônicas c.c. disponíveis no mercado. Também serão ilustradas as topologias utilizadas nos Recicladores de Energia c.a. e c.c. estudados até o momento. Será apresentado também um estudo de caso de testes em equipamentos utilizando as cargas eletrônicas c.c., apontando algumas aplicações da pesquisa e seus benefícios.

### 2.2 Tecnologias fornecidas pelo mercado

Atualmente o mercado já oferece produtos com uma enorme gama de funcionalidades, que atendem grande parte das necessidades dos “*burn-in tests*” para a maioria dos equipamentos eletrônicos industrializados, dentre eles baterias, fontes de tensão c.c., retificadores, inversores, UPS’s e outros. O grande problema até então é o custo de acesso a esse tipo de tecnologia, principalmente no Brasil, pois não há fabricante nacional. Na maioria das vezes, o usuário não necessita de todas as funcionalidades que a Carga Eletrônica disponível no mercado oferece, necessitando apenas de uma ou duas funcionalidades especiais para o seu tipo de teste específico.

#### 2.2.1 Cargas Eletrônicas c.c.

A Figura 2.1 ilustra a características algumas cargas eletrônicas de operar com vários módulos. Cada módulo de uma carga eletrônica pode ser configurado para operar realizando testes variados em modos de operação diferentes. Isto é, podem ser testadas fontes de tensão c.c., baterias, carregadores de baterias e demais equipamentos eletrônicos de forma simultânea, além disso, um teste pode ser feito em corrente constante, enquanto que os outros podem ser realizados em tensão ou resistência constante.

Vários módulos que podem trabalhar em separado ou em paralelo



Figura 2.1 - Associação de módulos em cargas eletrônicas e equipamentos passíveis a testes. Fonte: [52].

Os módulos mostrados na Figura 2.1 também podem trabalhar em conjunto, em uma associação em paralelo ou série para teste de equipamentos de maior potência.

Já a Figura 2.2 ilustra a capacidade de algumas cargas eletrônicas do mercado de realizar testes drenando elevadas correntes dos equipamentos sob teste, com uma reduzida diferença de potencial em seus terminais. Esta capacidade é ideal para testes de células a combustível, onde elevadas correntes são fornecidas com tensões variando de 0,7 a 1V.

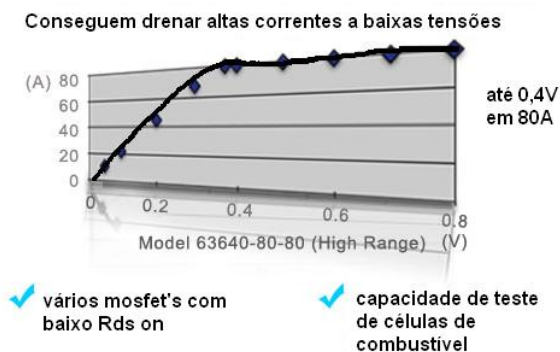


Figura 2.2 - Drenagem de altas correntes a baixa tensão. Fonte: [52].

Os equipamentos que utilizam estas características dissipam toda a potência drenada através do canal resistivo dos MOSFET's utilizados a refrigeração destes dispositivos é realizada através de grandes dissipadores de calor e ventilação forçada. Para que seja possível drenar altas correntes com uma pequena diferença de potencial na entrada são utilizados MOSFET's com baixíssimo  $r_{ds(on)}$ . Desta maneira, não há reciclagem de energia, sendo a potência elétrica, retirada dos equipamentos sob teste, perdida sob a forma de calor.

Alguns fabricantes afirmam ser capazes de drenar a corrente nominal do equipamento com zero de tensão na entrada. Esta função é chamada de “zero volt input”.

Algumas cargas eletrônicas que permitem o monitoramento através de software de comunicação dos valores de tensão, corrente e potência durante os testes, tendo a capacidade de mostrar o pico de corrente ocorrido e a potência máxima drenada, antes da atuação do sistema de proteção. A maioria das cargas eletrônicas comerciais possui proteção de sobre corrente, chamada pelos fabricantes de OCP (“over current protection”).

Utilizando aquisição de dados e o conversor A/D interno de alta frequência e resolução, o DSP interno é capaz de estimar os elementos passivos do sistema equivalente com a curva adquirida e análise do transiente como se pode observar na Figura 2.3 . Esta função não é comum a todas as cargas eletrônicas disponíveis, existindo apenas nos modelos mais completos.

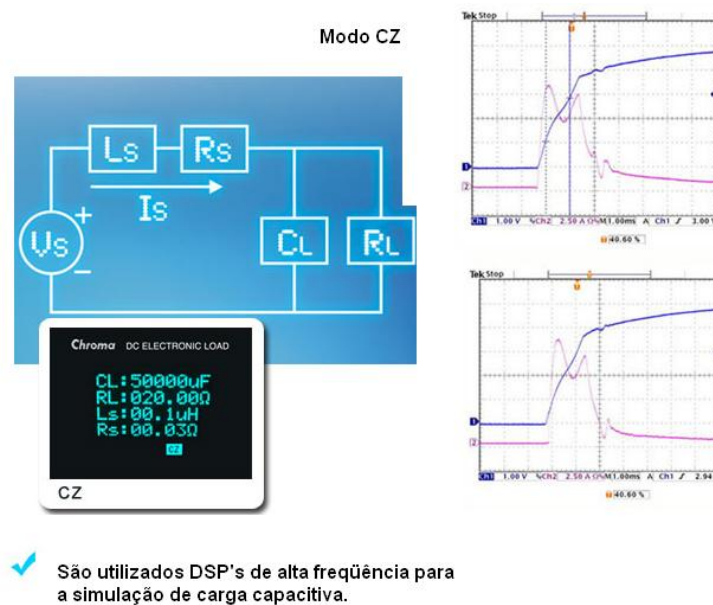


Figura 2.3 - Modo CZ de operação que utiliza de transientes para determinar os componentes passivos do sistema sob teste. Fonte: [52]

Alguns modelos apresentam a capacidade de variação da frequência de amostragem durante os testes para permitir a simulação de transientes. Nos “burn-in tests” de fontes de tensão contínua, são realizados cerca de 100 transitórios para verificar se o equipamento condiz com suas especificações e atende as normas do setor. A capacidade de variar a frequência de amostragem de maneira automática economiza tempo nos testes se comparada ao ajuste manual dos equipamentos para captar os diferentes transientes aplicados. O tempo de testes pode ser reduzido de 3h para 25s [52].

Um modelo lançado no início de 2009 pela Kikusui® merece destaque, trata-se de uma carga regenerativa c.c. de 6000W, com seis modos de operação, testes programáveis, *soft-start* e alta eficiência. A Figura 2.4 ilustra a carga eletrônica modelo PLZ6000R, a Figura 2.5 mostra a eficiência da carga eletrônica em função da escolha da escala de operação e da potência do teste realizado e a Figura 2.6 mostra a função de partida suave e a capacidade da realização de testes programados.



Figura 2.4 - PLZ6000R modelo de carga eletrônica c.c. regenerativa de alta eficiência. Fonte: [54].

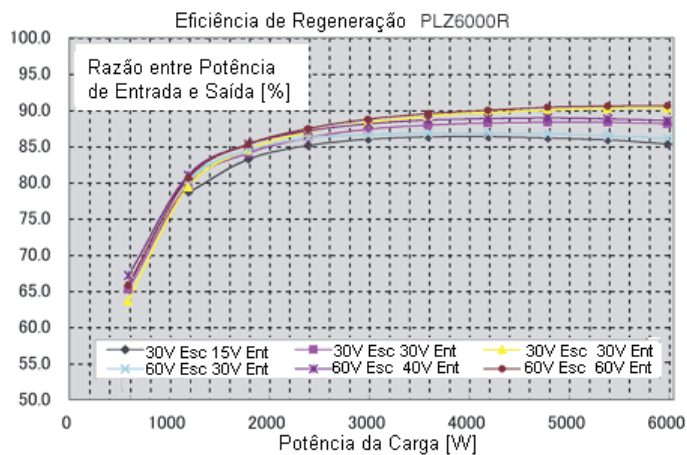


Figura 2.5 - Eficiência de Regeneração da PLZ6000R em função da escala de tensão, tensão nos terminais e potência drenada do equipamento sob teste. Fonte: [54].

Pela análise da Figura 2.5, nota-se que a eficiência da carga eletrônica c.c. regenerativa depende da escolha correta da faixa de operação e aumenta com a potência de teste e também com a tensão nos terminais de entrada da carga eletrônica regenerativa.

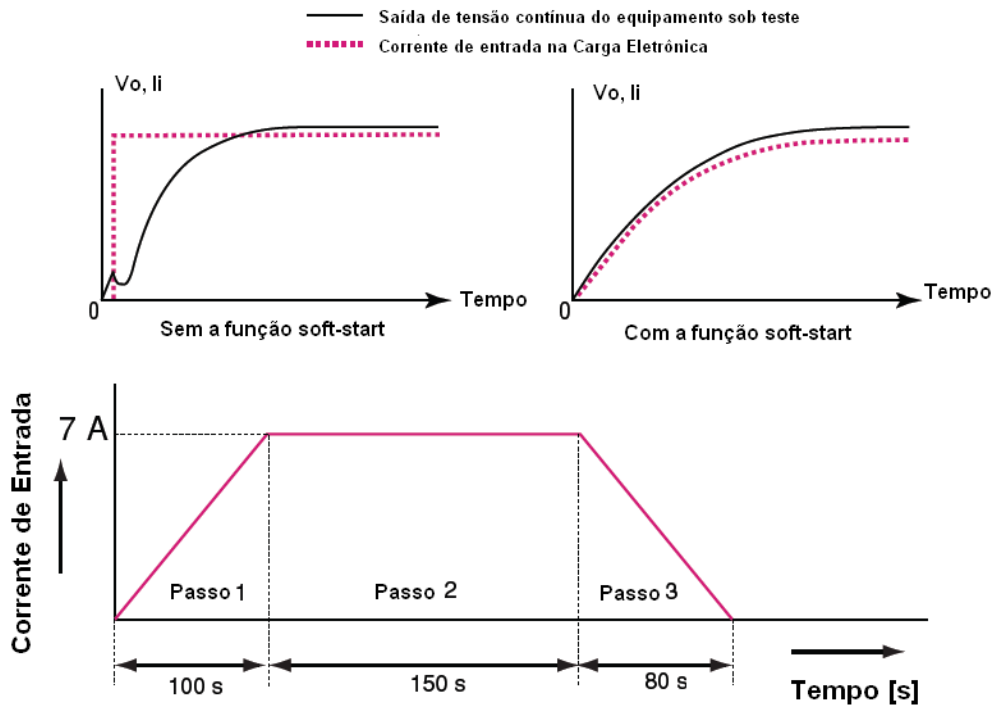


Figura 2.6 - Função “soft-start” e testes programáveis na PLZ6000R. Fonte: [54].

É permitido ao usuário realizar testes programáveis com ajustes de tempo e variações de corrente em rampa com total controle da inclinação, como se percebe pela análise da Figura 2.6 .

### 2.2.2 Cargas Eletrônicas c.a.

As cargas eletrônicas c.a. são destinadas basicamente a testes de UPS’s; inversores que operam fora da rede; fontes de tensão alternadas e outros dispositivos utilizados nos sistemas c.a. industriais ou no SEP, tais como transformadores, seccionadores e fusíveis. Mesmo sendo destinadas a equipamentos que consomem um montante maior de energia elétrica, as cargas eletrônicas c.a. disponíveis no mercado não são, em sua totalidade, regenerativas. Há algumas cargas eletrônicas que dissipam a energia elétrica retirada nos testes sob a forma de calor em semicondutores e em seus dissipadores, como por exemplo, a mostrada na Figura 2.7 .



Figura 2.7 - Carga eletrônica c.a. de 4500W disponível no mercado. Fonte: [52].

Como os dispositivos testados por cargas c.a. são maiores e mais robustos, a tendência comercial para este tipo de dispositivo é possuir potências mais elevadas, da ordem de alguns kVA's até dezenas ou centenas de kVA's.

Alguns conceitos são imprescindíveis para o entendimento de algumas características das cargas eletrônicas c.a., dentre eles podemos citar o fator de potência e o fator de crista. O fator de crista é importante em cargas não-lineares, como retificadores com filtros capacitivos na saída. O fator de crista é a razão entre o valor de pico da forma de onda e o seu valor eficaz. Normalmente, o fator de crista para a corrente em retificadores com filtro capacitivo é da ordem de 2,5 a 3. Para a senóide perfeita, o fator de crista é de  $\sqrt{2}$ .

É possível encontrar cargas eletrônicas no mercado que possuem controle do fator de crista e são capazes de emular cargas com alto fator de crista. A maioria dos modelos disponíveis no mercado permite também a simulação de variados fatores de potência com compensação em tempo real.

As cargas eletrônicas c.a. permitem também a simulação de cargas retificadas e do tipo RLC, possibilitando o ajuste dinâmico dos parâmetros como pode ser observado na Figura 2.8 .

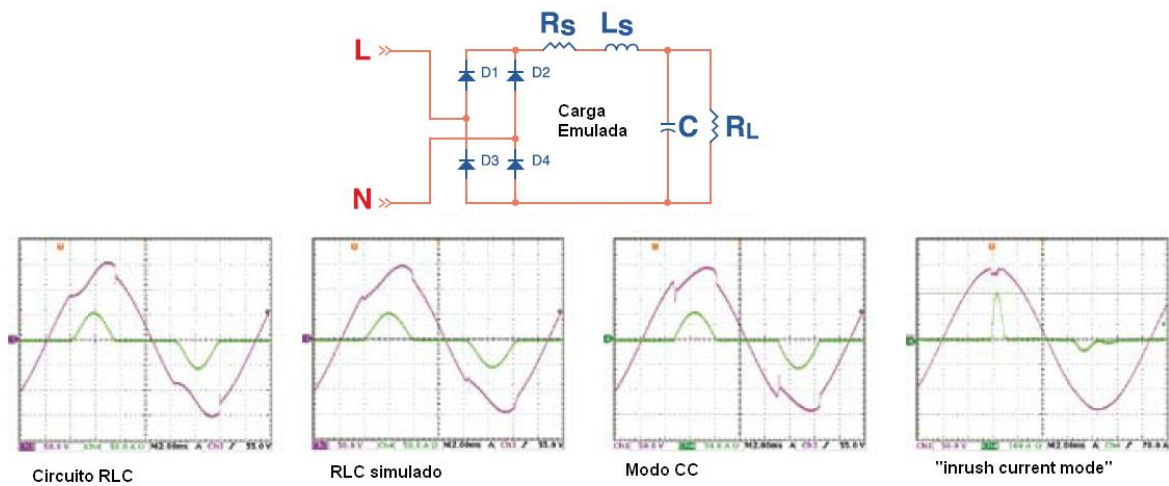


Figura 2.8 - Ilustração do modo RLC presente nas cargas eletrônicas c.a. e características de alguns modos de operação. Fonte: [52].

Em termos de interface com o usuário as cargas eletrônicas c.a. comerciais são semelhantes às c.c., permitindo comunicação com microcomputadores e também a configuração de parâmetros e observação de gráficos via software dedicado. Elas também possuem parâmetros que podem ser configurados antes dos testes ou de maneira dinâmica.

O ajuste automático da taxa de amostragem permite amostrar, com boa resolução, distúrbios que porventura venham a ocorrer no sinal, através de um aumento da frequência de amostragem. A Figura 2.9 mostra a correção da frequência para exibir com precisão a distorção na forma de onda da tensão devido à circulação de corrente não-linear. Em a) há uma taxa fixa de amostragem e em b) há um ajuste dinâmico aumentando a frequência de amostragem.

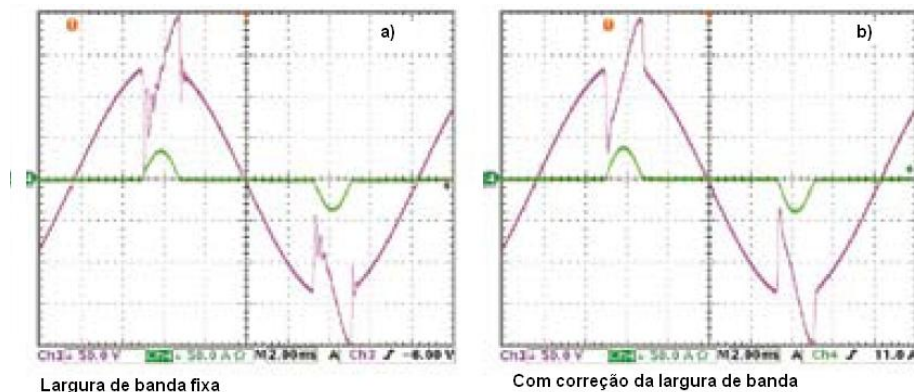


Figura 2.9 - Comparativo entre respostas de equipamento de banda fixa e equipamento de com correção automática de banda. Fonte: [52].

Para aumentar a capacidade de potência nos testes, vários módulos de cargas eletrônicas c.a. podem ser conectados em paralelo e também associados para formar um sistema trifásico. Estas conexões podem ser simplesmente em paralelo, paralelo em Y e paralelo em  $\Delta$ . A Figura 2.10 ilustra a conexão das cargas eletrônicas c.a., em paralelo. Sempre nas associações existe a carga que é configurada como “*master*” (mestre) e outras no modo “*slave*” (escravo). A carga eletrônica do modo mestre é a que comanda todas as configurações de teste, as outras cargas estarão operando da forma desejada pela carga eletrônica mestre.

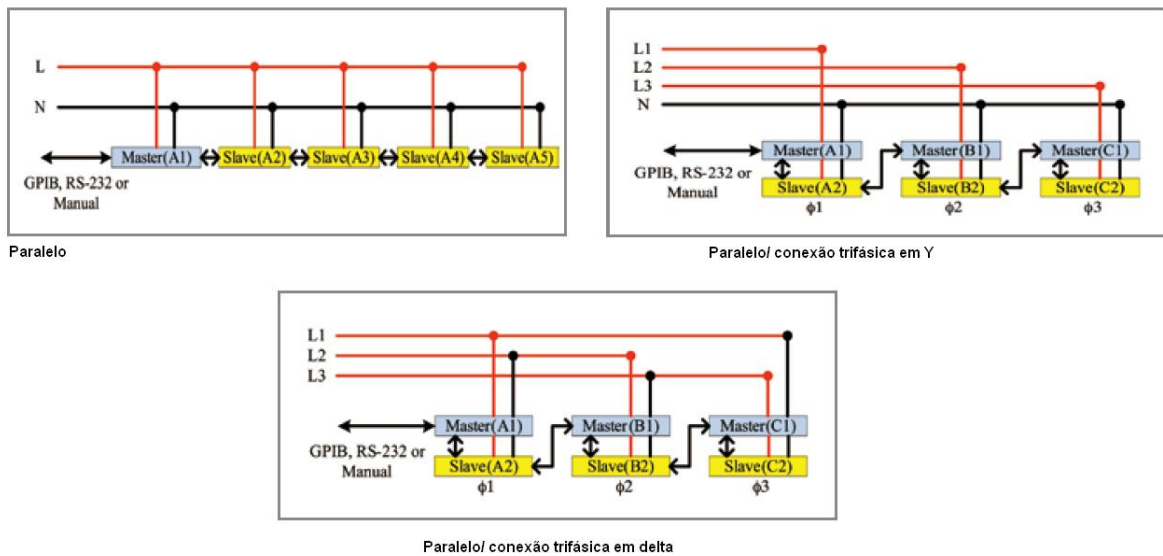


Figura 2.10 - Modos de associação de modos de cargas eletrônicas c.a. e interação com o sistema trifásico.

Estas associações são interessantes pois permitem que os módulos de carga eletrônica c.a. monofásicos realizem testes em equipamentos trifásicos desde pequenas até elevadas potências.

## 2.3 Topologias de cargas eletrônicas já propostas

A fonte de pesquisa das topologias que serão mostradas adiante é o universo científico, já que as tecnologias empregadas no mercado, não são acessíveis, sendo necessária engenharia reversa para descobrir ao certo as tecnologias eletrônicas utilizadas nos equipamentos. Foram pesquisados vários trabalhos sobre o tema, de onde foi possível observar técnicas e topologias propostas por vários autores.

### 2.3.1 Cargas c.c.

Alguns trabalhos propuseram cargas eletrônicas capazes de testar equipamentos c.c. e c.a [13] e [29].

Para os testes de equipamentos c.c., sejam eles fontes de tensão ou corrente contínua ou baterias, é necessário um barramento c.c. carregado com um nível de tensão controlado que deve ser igual ou superior ao valor de pico de tensão da rede, caso seja desejado o caráter regenerativo. Na maioria das vezes a fonte a ser testada, bateria ou banco de baterias possui um nível de tensão muito inferior a este valor. Para o Brasil, onde a tensão entre fase e neutro é de 127V eficazes, o valor mínimo para o barramento c.c. seria superior a 180V. O primeiro estágio de uma carga eletrônica c.c. regenerativa deve possuir um conversor que seja capaz de elevar a tensão a este patamar.

Os equipamentos testados podem não tolerar ondulações na corrente fornecida, em especial as baterias onde o “*ripple*” de corrente pode causar sobreaquecimento e redução da vida útil [45]. Devido a isso, a corrente de entrada das cargas eletrônicas deve possuir baixa ondulação, para evitar a degradação das baterias.

Outra necessidade imposta a estas cargas é um inversor no estágio de saída, possibilitando o controle da potência ativa entregue à rede c.a e permitindo a regeneração de parte da energia drenada do equipamento sob testes.

As características supracitadas permitem intuir que seriam necessários pelo menos dois estágios de conversores para a construção de uma carga eletrônica c.c. regenerativa. Manter um barramento c.c. com tensão elevada, controlar a potência ativa entregue a rede e ainda filtrar as oscilações da corrente de entrada são tarefas difíceis de realizar com apenas um conversor eletrônico. Na Figura 2.11 há uma proposta interessante [18] de carga c.c. regenerativa utilizando três conversores. Esta topologia possui um conversor Boost no estágio de entrada, um conversor Buck e posteriormente um inversor em corrente.

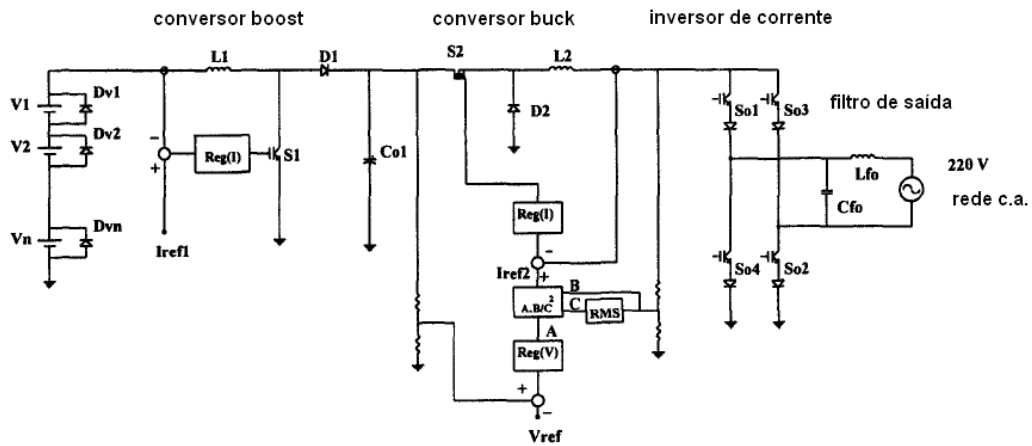


Figura 2.11 - Carga eletrônica c.c. regenerativa com três conversores, um Boost, um Buck e um inversor em corrente. Fonte [18].

A estratégia proposta [18] é que o conversor Boost eleve o nível de tensão do primeiro estágio até o nível necessário para o próximo estágio e que utilize a sua característica de filtro da corrente de entrada para reduzir o “ripple” de corrente sob o equipamento a ser testado; o conversor Buck do segundo estágio impõe uma forma de onda de corrente com a forma de uma corrente retificada de onda completa. No último estágio, tem-se um inversor de corrente, chaveado na frequência da rede elétrica, em ponte completa que impõe a forma de corrente senoidal à rede c.a..

Os trabalhos de VENDRÚSCULO (1996), [14] e [40], utilizam a grande semelhança de topologia existente entre os dois estágios iniciais de [18] com o conversor Cúk de capacitor flutuante. Os conversores Buck e Boost foram substituídos pelo conversor Cúk, mantendo-se o inversor de corrente. Assim, ao invés de três conversores, a carga eletrônica c.c. regenerativa passou a utilizar somente dois conversores, como mostrado na Figura 2.12 [14],[40].

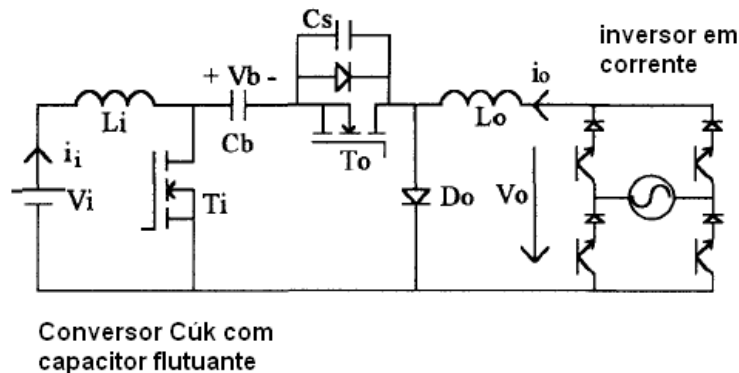


Figura 2.12 - Carga eletrônica regenerativa proposta em [14] e [40].

O circuito da Figura 2.12 é muito semelhante da Figura 2.11 . Apesar de possuir apenas um conversor antes do inversor em corrente, o conversor Cúk detém a mesma complexidade dos conversores Boost e Buck propostos em [18]. Ele é capaz de permitir os controles de elevação e redução de tensão de forma independente, assim como o Boost e Buck da Figura 2.11 . Portanto, apesar de possuir apenas um conversor, nem o número de componentes empregados nem a complexidade do controle, foram reduzidos.

O controle da carga eletrônica da Figura 2.12 com a utilização do conversor Cúk com capacitor flutuante é realizado pelo período controlável em que  $T_o$  e  $D_o$  deixam o capacitor  $C_b$  desconectado do restante do circuito. Assim é possível realizar o controle de energia armazenada no capacitor  $C_b$ . Considerando as chaves todas ideais, as três etapas de funcionamento são apresentadas na Figura 2.13 .

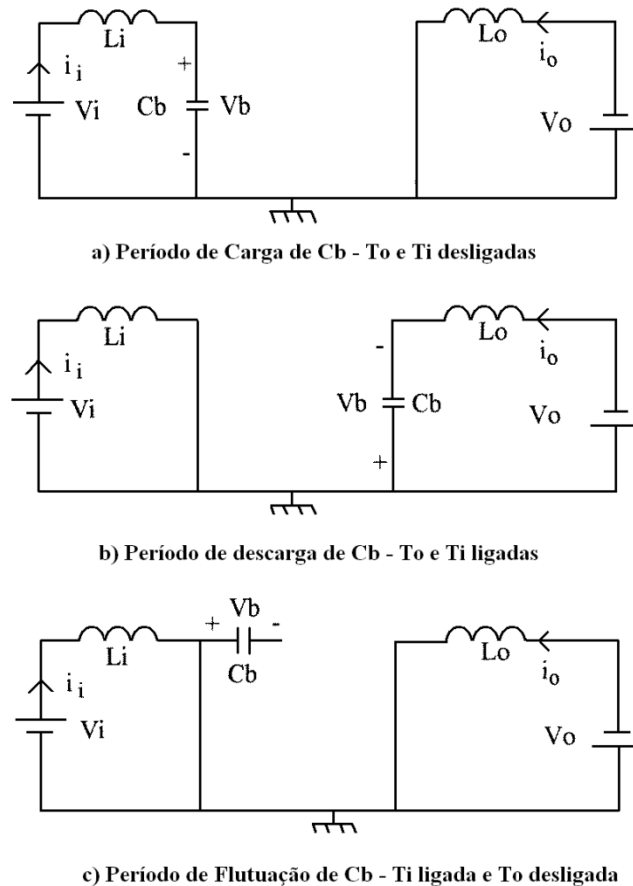


Figura 2.13 - Estágios de operação do conversor Cúk com capacitor flutuante. Fonte [14].

Existem outras topologias propostas inicialmente para cargas c.a., mas que podem ser aplicadas também a cargas c.c. como é o caso da topologia apresentada na Figura 2.14 [13].

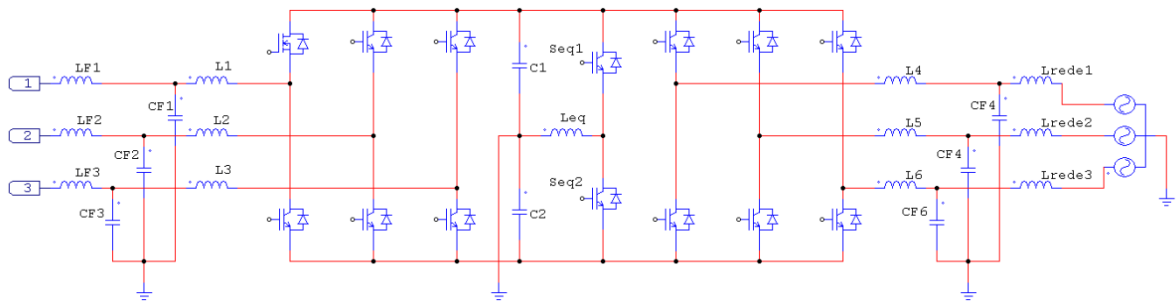


Figura 2.14 - Carga eletrônica universal proposta em [13].

Para testes de equipamentos c.a., cada fase é conectada a um ramo de entrada, já para testes de equipamentos c.c., todas as entradas são interligadas e conectadas ao terminal positivo do equipamento a ser testado, formando assim um conversor Boost triplo entrelaçado como se pode observar na Figura 2.15 . A estratégia de controle também é diferenciada para testes de equipamentos c.c. e c.a..

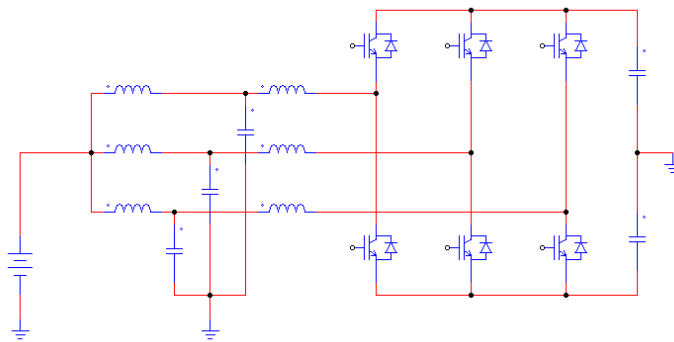


Figura 2.15 - Conversor Boost triplo na entrada de testes de equipamentos c.c. segundo [13].

Algumas cargas eletrônicas c.c. não regenerativas também foram propostas, como por exemplo, a carga dinâmica que utiliza conversores Buck e Boost entrelaçados de modo a conseguir elevadas correntes nos testes [37]. O circuito proposto para este fim é apresentado na Figura 2.16 e tem o objetivo de submeter o equipamento sob testes a fortes transientes na forma de onda da corrente com pequenos tempos de subida e descida como mostrado na Figura 2.17 .

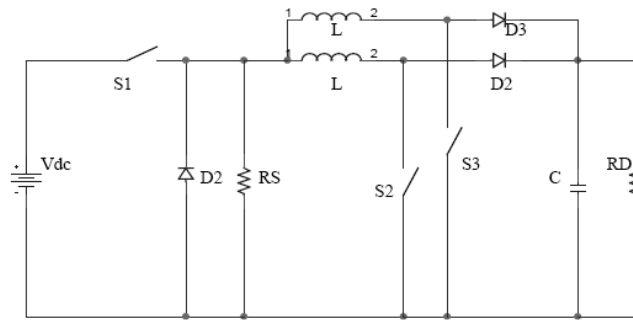


Figura 2.16 - Conversores Buck e Boost entrelaçados como estágio de entrada para uma carga eletrônica c.c. [37].

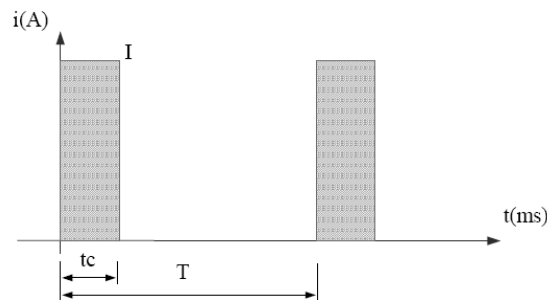


Figura 2.17 - Transientes de corrente gerados pelo circuito para testes de equipamentos [37].

### 2.3.2 Cargas c.a.

As cargas eletrônicas c.a. podem ser monofásicas ou trifásicas e de diferentes níveis de potência, dependendo da classe de equipamentos a que são destinadas.

A maioria das cargas eletrônicas c.a. pesquisadas são elementos regeneradores de energia, isto ocorre devido à necessidade da conexão destes equipamentos com a rede e a facilidade de se obter um conversor que opere em até quatro quadrantes conectado à rede c.a..

As cargas eletrônicas c.a. convencionais utilizam retificadores e inversores baseados na topologia do conversor VSC (“Voltage Source Converter”) que pode ser vista na Figura 2.18 .

O conversor é constituído de chaves eletrônicas como IGCT’s, IGBT’s ou MOSFET’s podendo apresentar topologias de dois três ou mais níveis dependendo da forma de associação dos elementos. Normalmente é utilizada alguma técnica de modulação PWM (“Pulse Width Modulation”) no comando dos elementos chaveadores do conversor. O conversor pode operar como inversor, convertendo o nível de tensão c.c. nos capacitores para um sinal alternado trifásico ou como um retificador, recebendo o sinal c.a. e convertendo em c.c. no lado dos capacitores.

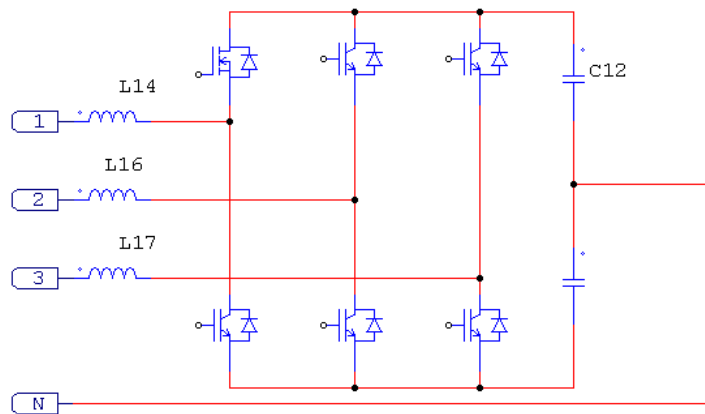


Figura 2.18 - VSC de dois níveis.

Quanto maior o número de níveis do conversor VSC, menor o conteúdo harmônico nas formas de onda sintetizadas por modulação PWM para uma mesma frequência de chaveamento. Com isso, apesar do maior número de chaves eletrônicas no conversor, pode-se reduzir a frequência de chaveamento de maneira a diminuir as perdas por chaveamento. Outra opção é manter a frequência de chaveamento elevada e reduzir o tamanho dos componentes passivos, principalmente os indutores.

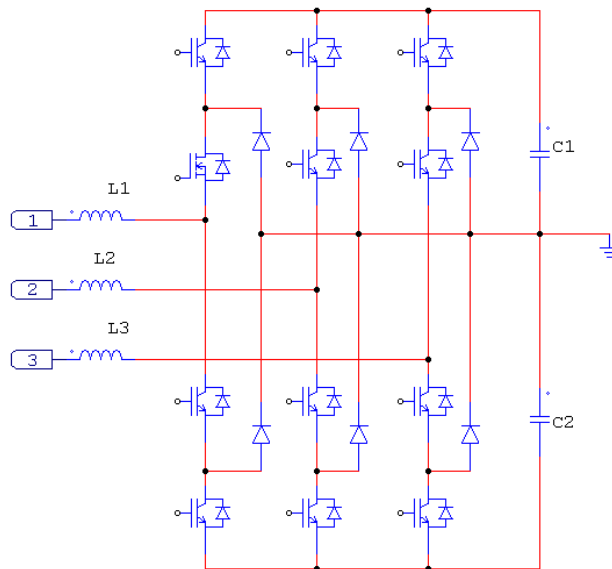


Figura 2.19 - VSC de três níveis.

Uma grande aplicação da tecnologia multiníveis é em conversores de média tensão, que são chaveados em baixas frequências. Porém, as cargas eletrônicas c.a. destinam-se a testes de UPS's e motores utilizados na indústria, equipamentos que operam com tensão inferior e podem ser comutados a frequências mais altas. Por este motivo, são utilizados

normalmente conversores de apenas dois níveis com uma frequência de chaveamento mais elevada, aproveitando a maior simplicidade da topologia e dos circuitos de comando.

Uma topologia comumente empregada nas cargas eletrônicas c.a. é o conversor de quatro quadrantes, isto é, dois conversores, sendo que um deles estará atuando como retificador, e o outro como inversor, como mostrado na Figura 2.20 .

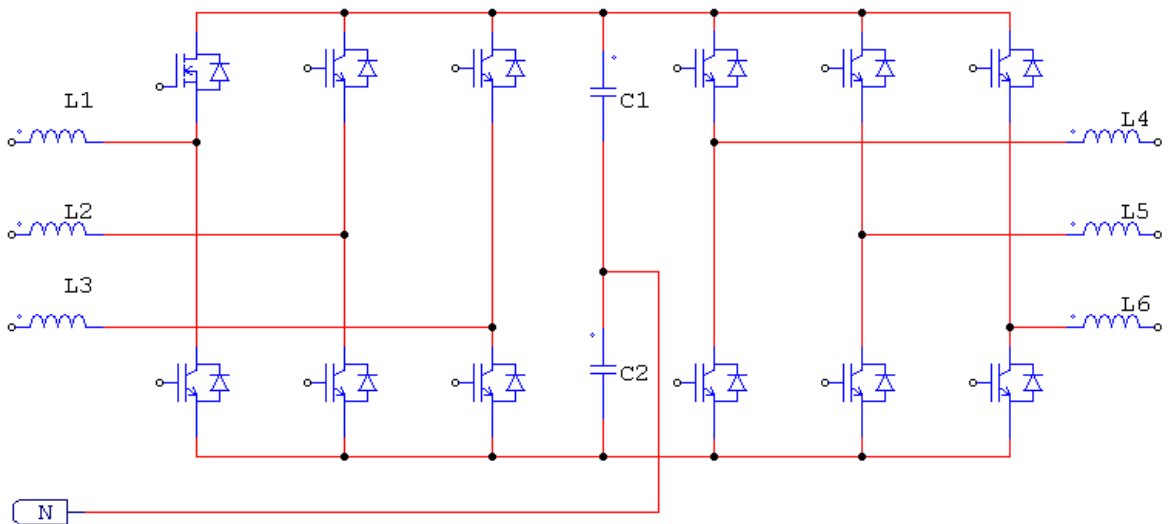


Figura 2.20 - Carga eletrônica regenerativa trifásica utilizando conversor de quatro quadrantes.

A Figura 2.21 e a Figura 2.22 mostram como o conversor pode operar nos quatro quadrantes mostrando as tensões geradas pelo conversor e pela rede elétrica acoplada através de uma impedância indutiva.

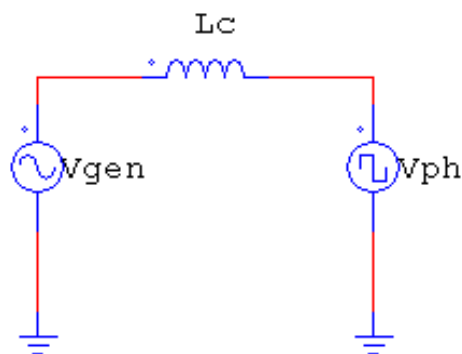
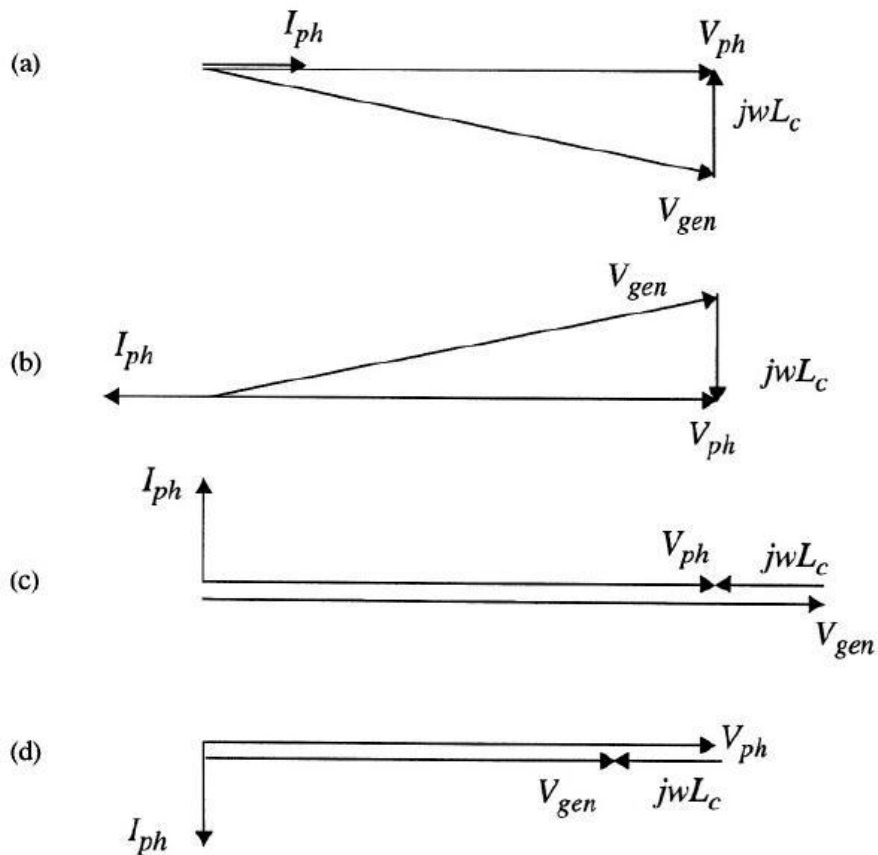


Figura 2.21 - Acoplamento da rede e o conversor de entrada (retificador ou inversor) de um conversor de quatro quadrantes.



O sub-índice ph indica grandezas relacionadas ao VSC e o gen ao gerador conectado do lado AC.

As figuras acima ilustram a operação do VSC em quatro quadrantes

- a) retificador com fator de potência unitário.
- b) inversor com fator de potência unitário.
- c) puramente reativo com corrente adiantada (capacitivo).
- d) puramente reativo com corrente atrasada (indutivo).

Figura 2.22 - Detalhes da operação do conversor de quatro quadrantes.

Respeitando-se a notação da pode-se definir a potência ativa (P) e a potência reativa (Q) para o VSC como sendo:

$$P = \frac{V_{ph} \cdot V_{gen}}{wLc} \sin \delta_r \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{V_{gen}^2}{wLc} - \frac{V_{gen} \cdot V_{ph}}{wLc} \cos \delta_r \quad (2.2)$$

Onde,  $V_{ph}$  é o fasor de tensão fornecida pelo VSC,  $V_{gen}$  é o fasor de tensão nos terminais do gerador,  $w$  é a frequência angular da rede em rad/s e  $\delta_r$  é o ângulo entre os fasores  $V_{gen}$  e  $V_{ph}$ .

Os conversores utilizados em cargas eletrônicas c.a. estão conectados ao mesmo barramento c.c., formado por banco capacitivo que deve ter o nível de tensão controlado. Para as cargas eletrônicas, o retificador irá apenas drenar potência da rede e o inversor apenas entregar, ou seja, haverá um fluxo unidirecional de potência.

O VSC tem as seguintes características:

- Rápido controle de potência ativa e reativa.
- Pode operar em diferentes frequências de chaveamento, possibilitando controle de harmônicos.
- Pode operar com diferentes técnicas de modulação.
- É bidirecional em fluxo de potência.

Nota-se pelas Equações (2.1) e (2.2) que há duas maneiras de se controlar o fluxo de potência: através do controle de amplitude da tensão e através do controle de fase desta tensão. De acordo com [23] e [29], há duas maneiras de controlar o nível de tensão: a primeira seria a utilização de um transformador de regulação com vários TAP's (solução já ultrapassada devido alto peso e custo) e a segunda seria a utilização de VSC's. Com um inversor é possível controlar tanto a amplitude da tensão de saída como a fase desta tensão. Há dois modos de controle distintos que podem ser adotados em um inversor, o modo de controle em potência e o modo de controle do fator de potência [29]. O primeiro modo tenta estabelecer a potência ativa desejada e o segundo modo tenta fazer o rígido controle da relação de fase entre tensão e corrente.

Para sistemas trifásicos a quatro fios, como mostra a Figura 2.23 duas topologias tem sido empregadas em especial para os conversores, a “*four legs*” e a “*capacitor-split*”. A finalidade destas topologias é oferecer um caminho alternativo para a corrente do neutro. A topologia “*capacitor-split*” caracteriza-se por ser mais econômica, já que não utiliza um braço a mais de dispositivos semicondutores chaveados, porém utiliza dois capacitores em série em seu barramento c.c, sendo necessário equalizar a tensão nos capacitores.

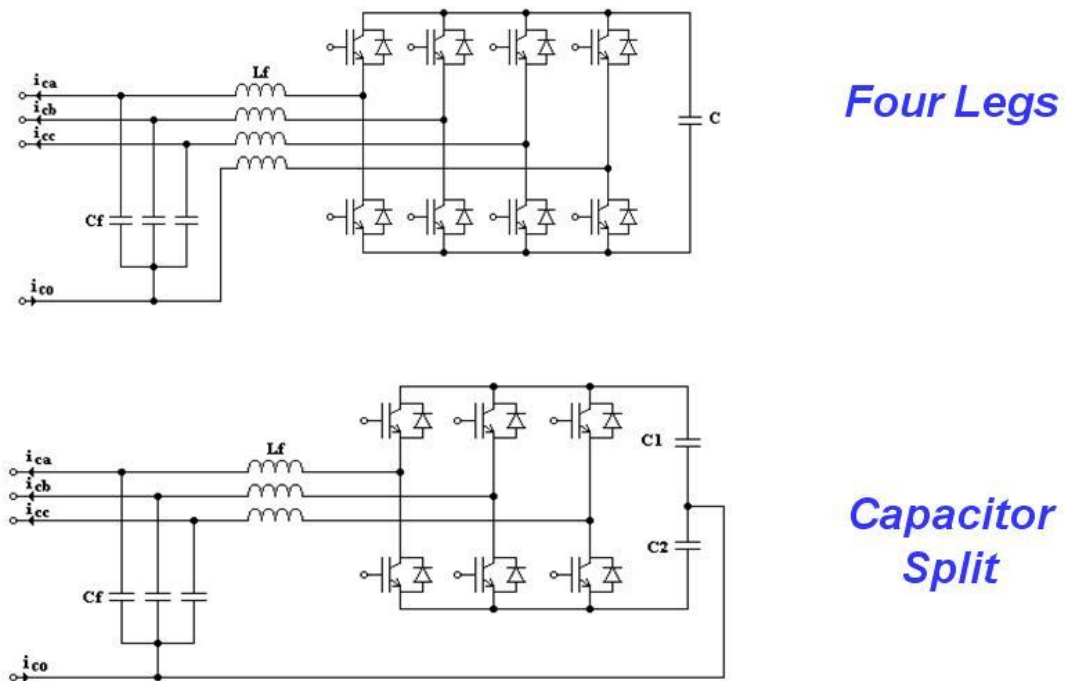


Figura 2.23 - Propostas de compensação da corrente de neutro.

O controle do fluxo de potência empregado nestes dispositivos pode seguir várias técnicas como o controle por tensão gerada pelos conversores VSC, controle por modo de corrente [20]. O mesmo ocorre para os métodos que adotam a correção do fator de potência como foco principal [43].

Há algumas técnicas distintas para o controle do fluxo de potência ativa e reativa. Dentre elas destacam-se a teoria proposta por Akagi [15], [42], e a técnica de “*Synchronous Frame*” [19], que faz uso das transformadas de Clark e Park, também conhecidas como (dq0-abc e abc-dq0).

Para cargas eletrônicas c.a. trifásicas existem várias topologias de controle propostas [20] como mostrado na Figura 2.24 . Os métodos ilustrados na Figura 2.24 são destinados a testes de cargas eletrônicas c.a. com características semelhantes às UPS’s. A topologia de controle mostrada na Figura 2.24 (a) é um pouco mais geral, pois o fluxo de potência faz o caminho rede-equipamento-carga eletrônica-rede, sendo possível aplicá-la a cargas de diferentes características [21], [22], [23], [16], [17], [25], [29], [38], [39].

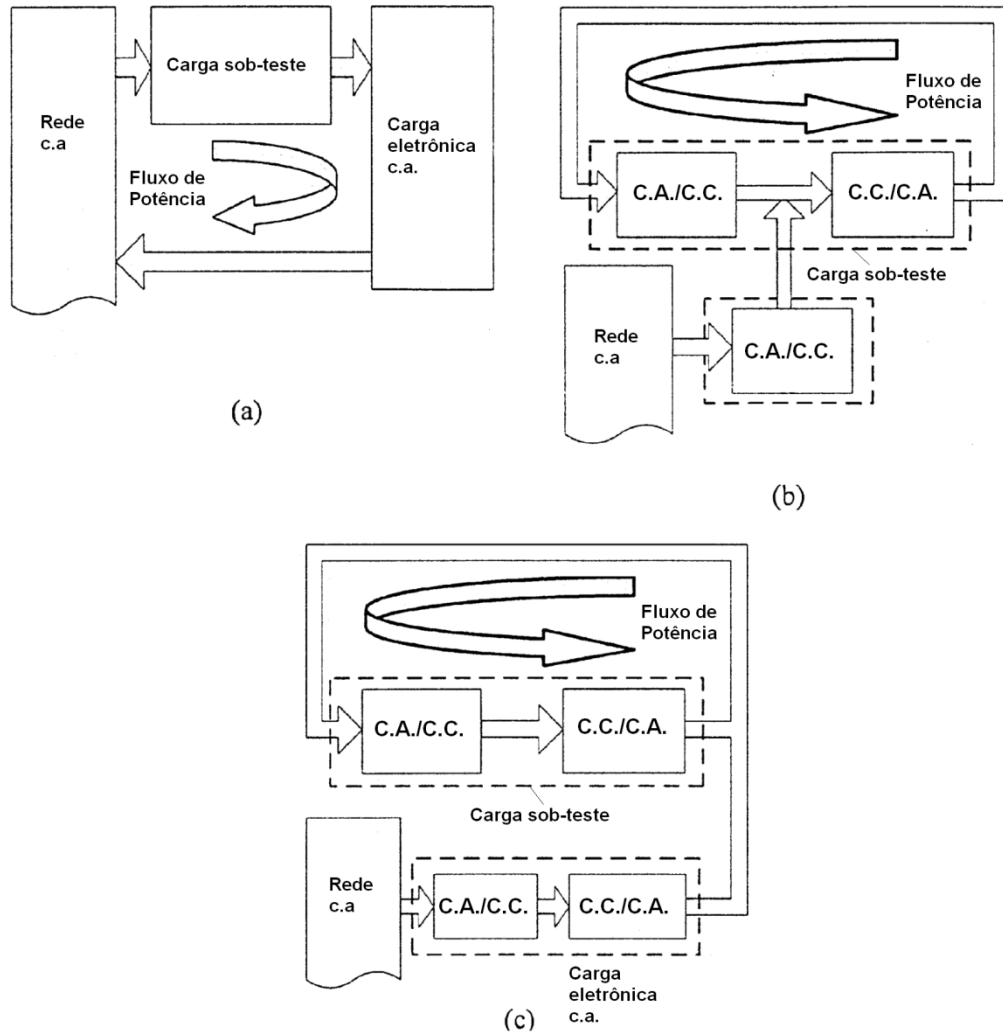


Figura 2.24 - Fluxo de potência em um sistema de testes c.a.: (a) caminho rede-equipamento-carga eletrônica-rede (b) mostra a idéia proposta por [22] e a letra (c) destaca a idéia proposta em [20]. Fonte [20].

A topologia mostrada na Figura 2.24 (b) fornece a potência ao barramento c.c. de uma UPS, utilizando um conversor c.a./c.c. Neste caso, própria UPS deve realizar o controle da direção do fluxo de potência de entrada.

A configuração exibida na Figura 2.24 (c) é destinada a testes de “drives” para motores trifásicos. Neste caso, é necessária a utilização de dois conversores do tipo VSC na carga eletrônica c.a., um atuando como retificador e outro como inversor, controlando o fluxo de potência entregue ao equipamento. A entrada e saída c.a. do equipamento são conectadas à saída da carga eletrônica. A potência fluirá pelo próprio equipamento, dependendo do seu controle e da carga eletrônica. A potência ativa circula pelo equipamento e é devolvida posteriormente à carga eletrônica e a rede c.a.

Há também algumas topologias propostas para cargas eletrônicas c.a. monofásicas [28], porém elas utilizam as mesmas técnicas utilizadas nos sistemas trifásicos, havendo

apenas algumas adaptações necessárias principalmente no que concerne ao controle do fluxo de potência. A Figura 2.25 ilustra a topologia para uma carga c.a. na topologia “back to back” [28].

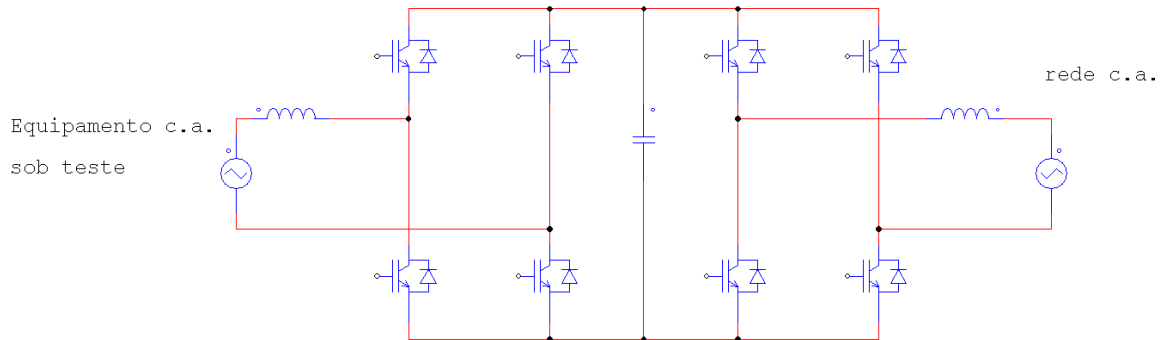


Figura 2.25 - Exemplo de topologia de carga eletrônica c.a. monofásica regenerativa ilustrada em [28],[25].

## 2.4 Estudos de caso – Equipamentos passíveis a testes com as cargas eletrônicas c.c.

É sabido que as cargas eletrônicas comerciais permitem a realização de testes personalizados com vários outros modos de operação, como por exemplo, tensão constante e resistência constante. Serão ilustrados alguns testes destacando a capacidade das cargas eletrônicas c.c. comerciais e por fim, será realizada a inserção do dispositivo proposto, destacando os testes de sua capacidade.

As cargas eletrônicas comerciais são utilizadas nos testes de baterias para realizar os testes de descarga com condições específicas, os conhecidos “*burn-in tests*”. O teste que esse trabalho se destina é a situação específica de teste de descarga de baterias de UPS’s a corrente constante, permitindo resposta dinâmica. Outras aplicações das cargas eletrônicas em testes de baterias seriam a avaliação da capacidade, a capacidade atual de retenção de carga e a medição de sua impedância interna. Os testes podem ser aplicados nas baterias de quaisquer tecnologias em sua estrutura química. As principais grandezas avaliadas nos testes de baterias são: capacidade nominal, capacidade de retenção, resistência interna efetiva, efeito da taxa de descarga a  $-20^{\circ}\text{C}$ , efeito da taxa de descarga a  $23^{\circ}\text{C}$ , tempo de vida e o desempenho em função dos ciclos de carga e descarga e de sobrecarga estendido.

As cargas eletrônicas também oferecem ferramentas interessantes para testes em fontes de alimentação c.c.. Além dos limites de operação estabelecidos pelo fabricante, como nível nominal de tensão, corrente e potência, os “*burn-in tests*” são compostos também pela avaliação do tempo de recuperação a transientes como mostrado na Figura 2.26 . Para o caso de fontes de tensão são realizados testes de adição e retirada brusca de cargas, com verificação se o nível de tensão de saída permanece dentro dos limites aceitáveis como apresentado na Figura 2.27 . São realizados também testes para verificar o efeito de carregamento máximo, onde a fonte é exposta a um transiente com a amplitude de sua máxima capacidade de corrente, isto é, um degrau de corrente de 0A até a corrente nominal [51]. São avaliados durante os testes a amplitude de tensão, o “*ripple*” de tensão de saída e a eficiência das fontes [51].

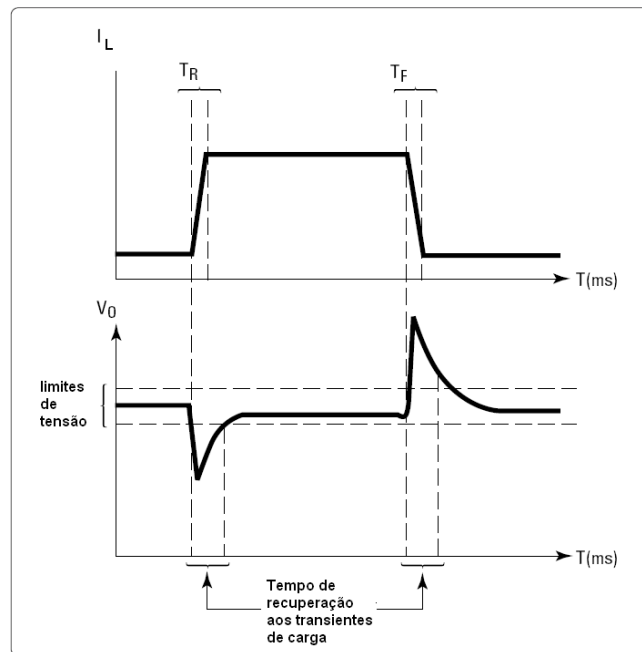


Figura 2.26 - Respostas da tensão de saída aos testes de transientes de corrente.

Algumas cargas eletrônicas comerciais são capazes de realizar testes em equipamentos que possuem a característica de fornecer potências relativamente elevadas com baixa diferença de potencial em seus terminais. Um exemplo de equipamento com estas características são as células combustível. A Figura 2.28 (a) ilustra uma configuração de teste convencional. A potência neste caso é retirada da célula de combustível e dissipada sob calor no dispositivo de potência que normalmente é montado sobre eficientes dissipadores de calor.

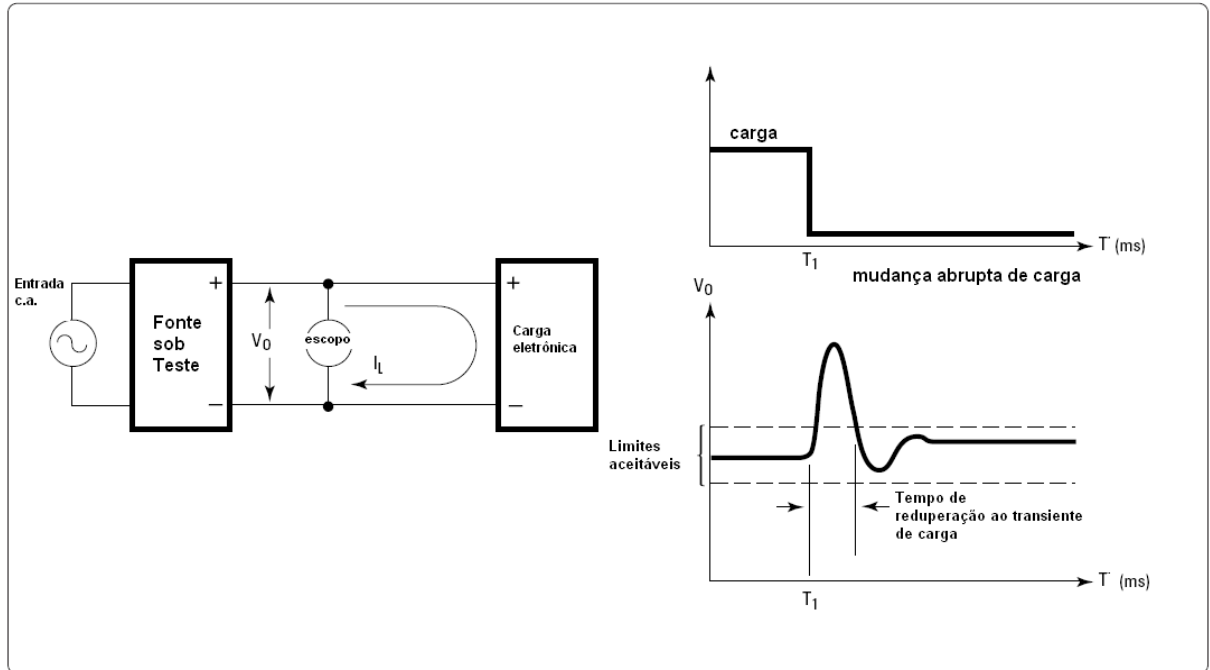


Figura 2.27 - Resposta do equipamento ao teste de retirada brusca de carga.

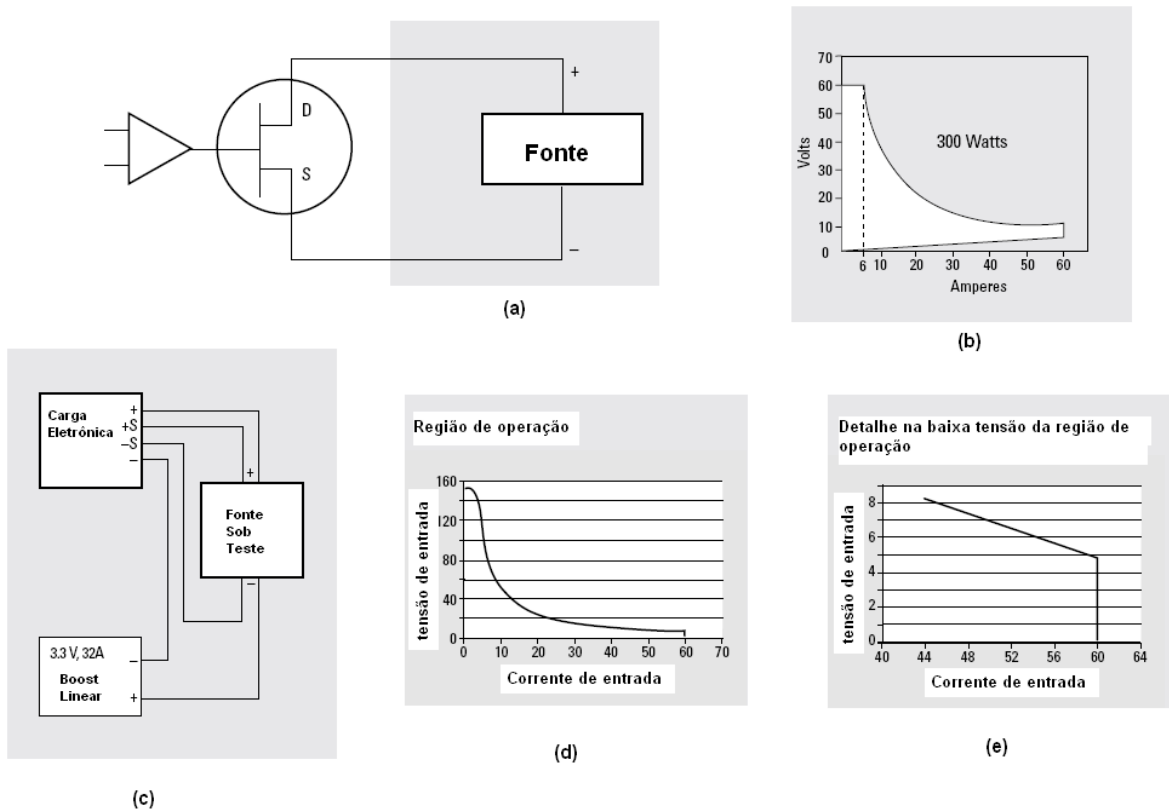


Figura 2.28 - Configuração de teste de células de combustível; (b) curva de resposta de tensão e corrente nos terminais de uma carga eletrônica c.c. de 300W comercial; (c) configuração de teste com o uso de um conversor Boost auxiliar (“zero volt input”); (d) e (e) curvas de resposta de tensão e corrente nos terminais de uma carga eletrônica c.c. com conversor Boost auxiliar.

Com o aparecimento das células de combustível, é preciso que as cargas eletrônicas absorvam potência a partir de tensões cada vez menores. Foi proposta uma topologia utilizando um conversor Boost externo entre o equipamento sob teste e a carga eletrônica como apresentado na Figura 2.28 (c). Esta conexão permite uma alteração na curva de operação das cargas eletrônicas convencionalmente oferecidas pelo mercado, como ilustrado na Figura 2.28 (b), para uma nova configuração apresentada na Figura 2.28 (d) e (e). O conversor Boost, colocado entre a carga eletrônica e a célula combustível, permite o ensaio da célula sob correntes elevadas, com a tensão em seus terminais se aproximando de zero.

As cargas eletrônicas modernas já incorporam o conversor auxiliar em seu interior, possibilitando ao usuário a seleção da função “*zero volt input*” para testes refinados em células de combustível. Ressalta-se que este teste não é regenerativo e que toda a energia drenada do equipamento é dissipada sob a forma de calor no dissipador das chaves eletrônicas.

No contexto das cargas eletrônicas comerciais e testes sofisticados, a topologia proposta neste trabalho, embora seja destinada principalmente ao teste de baterias de UPS's, deve ser capaz de realizar também alguns ensaios em fontes de tensão contínua e baterias de diferentes naturezas químicas. É desejado que a carga eletrônica projetada seja capaz de expor o equipamento à sua corrente nominal e que também seja capaz de realizar alguns transitórios de carga, avaliando a resposta de sua tensão de saída. A carga eletrônica sugerida neste trabalho terá o foco na corrente entregue à rede c.a. onde é desejado um baixo conteúdo harmônico e também um fator de potência controlado e próximo da unidade. Além disso, deseja-se controlar a corrente de saída do equipamento sob testes, reduzindo a sua ondulação e permitindo ao usuário o controle de maneira dinâmica. Desta forma é possível realizar testes como inserção e retirada brusca de carga da bateria ou fonte c.c testadas, regenerando a energia para a rede c.a.

## 2.5 Conclusão

Discutiu-se neste capítulo as funcionalidades já disponíveis nas cargas eletrônicas c.c. e c.a, permitindo uma inclusão deste trabalho no contexto atual. Foi também exposto um detalhamento das topologias já propostas, tanto para cargas eletrônicas c.a., quanto c.c.

Nota-se que as topologias para cargas eletrônicas c.a. não se diferem muito de uma proposta para outra e quase sempre estas cargas são regenerativas. Para as cargas c.a., o que é mudado de uma proposta para a outra é o tipo de conexão realizada entre equipamento sob

teste, carga eletrônica e a rede c.a.. Também são alteradas a maneira como o fluxo de potência ocorre durante os testes, e a estratégia de controle.

Porém, para as cargas eletrônicas c.c. a situação é diferente. A maioria das cargas eletrônicas c.c. comerciais não são regenerativas, embora já tenham sido propostas algumas topologias de cargas eletrônicas c.c. que permitem testes dinâmicos e devolvem energia à rede c.a..

Foi realizado também um estudo de caso, mostrando os equipamentos que normalmente são expostos aos testes em cargas eletrônicas c.c. e a capacidade atual das cargas comerciais de proporcionar estes testes.

Neste contexto, o equipamento proposto neste trabalho foi inserido, ressaltando a sua capacidade de realização de testes dinâmicos de corrente constante, onde o usuário pode alterar a corrente em que o equipamento sob teste é forçado a fornecer. Desta maneira, além de avaliar condições nominais, espera-se que a carga eletrônica c.c. regenerativa aqui proposta seja capaz de avaliar a resposta do equipamento a degraus de carga positivos e negativos.

# Capítulo III PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DA CARGA ELETRÔNICA C.C. REGENERATIVA PROPOSTA

---

## 3.1 Introdução

É detalhado, neste capítulo, o princípio de operação dos conversores utilizados na proposta de carga eletrônica regenerativa c.c. sugerida. A proposta utiliza dois conversores em cascata, sendo o primeiro responsável por controlar a corrente drenada da bateria sob teste e elevar a tensão de um barramento c.c. e o segundo estágio é um inversor que entregará uma corrente senoidal à rede com elevado fator de potência. Os conversores são descritos, sendo ressaltadas as vantagens e desvantagens de cada opção. Será mostrada também, a estratégia de controle utilizada.

## 3.2 Conversor Push-Pull alimentado em corrente

O conversor Push-Pull alimentado em corrente mostrado na Figura 3.1 é um conversor derivado do conversor Boost, apresentando isolamento via transformador entre entrada e saída. Este conversor opera com sobreposição das funções de chaveamento das chaves, magnetizando o indutor de entrada, quando as duas chaves estão fechadas e posteriormente, transferindo energia ao estágio de saída, quando se tem uma chave fechada e outra aberta. O conversor Push-Pull alimentado em corrente caracteriza-se por ser um conversor simples, de alta eficiência para baixos níveis de potência, elevado ganho de tensão, pequena ondulação na corrente na entrada e baixas perdas nas chaves [27], [34]. As formas de onda para tensão e corrente deste conversor podem ser visualizadas na Figura 3.2 .

Na Figura 3.1 e na Figura 3.2 se tem as grandezas do conversor Push-Pull estão representadas da seguinte maneira:

$N_1$  ( $n_1$ ) e  $N_2$  ( $n_2$ ) – número de espiras dos enrolamentos do primário e secundário respectivamente;

$S_1$  e  $S_2$  – chaves;

$D_1$  e  $D_2$  – diodos de saída;

$L$  – indutor de entrada;

$V_i$  – tensão de entrada;

$V_o$  – tensão de saída;

$V_o'$  – tensão de saída referida ao primário ( $V_o' = \frac{N_1}{N_2} V_o$ );

$t_{on}$  – tempo de condução das chaves;

$t_c$  – tempo de magnetização do indutor de entrada.

$t_d$  – tempo de desmagnetização do indutor de entrada.

$T$  – período de chaveamento.

$D_s$  – razão cíclica de cada uma das chaves.

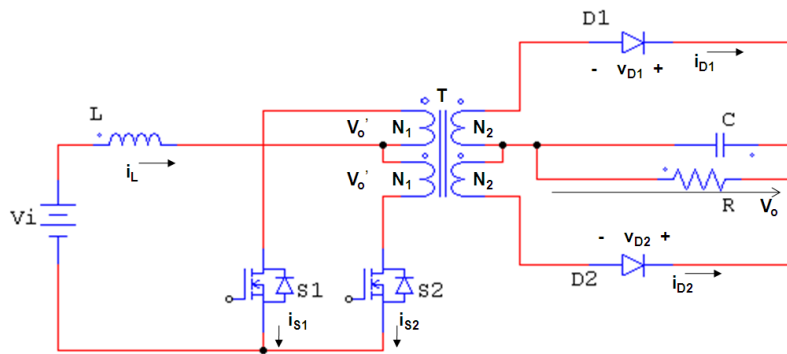


Figura 3.1 - Conversor Push-Pull alimentado em corrente.

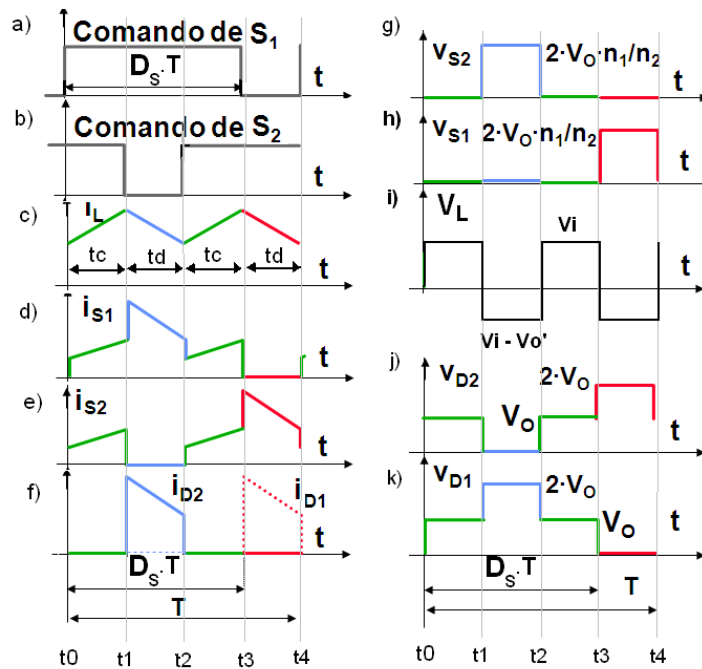


Figura 3.2 - Formas de onda para o conversor Push-Pull em corrente: a) e b) sinais de comando das chaves; c) corrente no indutor de entrada; d) e e) correntes nas chaves  $S_1$  e  $S_2$ ; f) corrente nos diodos de saída; g) e h) tensões sobre as chaves  $S_1$  e  $S_2$ ; i) tensão no indutor; j) e k) diferenças de potencial sobre os diodos do secundário.

Não é permitido para o conversor Push-Pull em corrente a operação com razão cíclica das chaves inferior a 0,5, pois nesta situação, não há a sobreposição das funções de chaveamento. Neste caso, há um estágio em que ambas as chaves estão abertas, não permitindo caminho para a energia armazenada no indutor de entrada e causando sobretensões que podem queimar as chaves do conversor. O funcionamento deste conversor com a razão cíclica superior a 0,5 é muito semelhante ao conversor Boost, apresentando basicamente duas situações:

1 – Ambas as chaves ligadas ( $t_0 < t < t_1$  e  $t_2 < t < t_3$  na Figura 3.2 ) – Nesta situação a tensão imposta no primário do transformador é nula e o indutor de entrada é magnetizado. A corrente no indutor cresce de acordo com a Equação (3.1):

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{V_i}{L}(t - t_0) \text{ se } (t_0 < t < t_1) \quad (3.1)$$

2 – Uma chave ligada e outra desligada ( $t_1 < t < t_2$  e  $t_3 < t < t_4$  na Figura 3.2 ) – A tensão no primário do transformador assume um valor  $V_o'$  e a energia armazenada no indutor de entrada é entregue à carga. A corrente no indutor decresce segundo a Equação (3.2):

$$i_L(t) = i_L(t_1) - \frac{V_i - V_o'}{L}(t - t_1) \text{ se } (t_1 < t < t_2) \quad (3.2)$$

O problema do desbalanceamento do fluxo magnético no transformador do conversor Push-Pull alimentado em tensão foi corrigido nesta topologia devido à alta impedância do indutor de entrada acrescentado [1]. Porém, este conversor apresenta problemas de “spikes” de tensão nas chaves devido à indutância de dispersão do transformador. Cada uma das duas chaves do Push-Pull em corrente deve ser capaz de bloquear uma tensão de valor  $\frac{2V_o N_1}{N_2}$  [4]. Além disso, a razão cíclica para este conversor deve ser sempre superior a 0,5, o que acarreta uma região estreita de operação, que pode vir a dificultar o seu controle.

Quanto ao funcionamento do conversor Push-Pull em corrente, existem algumas características importantes que podem ser observadas na Figura 3.2 :

A corrente média no indutor de entrada ( $i_{L\text{média}}$ ) pode ser expressa pela Equação (3.3).

$$i_{L\text{média}} = \frac{i(t_1) + i(t_2)}{2} \quad (3.3)$$

A corrente de saída média referida ao primário ( $I_o'$ ) é expressa pela Equação (3.4), já que existem dois intervalos de descarga médios por período.

$$I_o' = \frac{2 \left( \frac{i(t_1) + i(t_2)}{2} \right) t_d}{T} \quad (3.4)$$

Como  $t_d = (1 - D)T$ , tem-se:

$$I'_o = 2I_{Lm\u00e9dia}(1 - D_S) \quad (3.5)$$

Considerando um conversor ideal e igualando as pot\u00eancias de entrada e sa\u00edda ( $P_i = P_o$ ),

$$V_i I_{Lm\u00e9dia} = V'_o I'_o \quad (3.6)$$

Chega-se a Equa\u00e7\u00e3o (3.7),

$$\frac{V'_o}{V_i} = \frac{1}{2(1 - D_S)} \quad (3.7)$$

Nota-se a caracter\u00edstica de elevador de tens\u00e3o para este conversor para  $D > 0,5$ .

Inserindo a rela\u00e7\u00e3o de transforma\u00e7\u00e3o na Equa\u00e7\u00e3o (3.7), obt\u00eam-se a Equa\u00e7\u00e3o (3.8):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{2(1 - D_S)} \quad (3.8)$$

De acordo com a Equa\u00e7\u00e3o (3.8), o ganho de tens\u00e3o pode ser elevado de acordo com o projeto do transformador.

Para aumentar um pouco mais a capacidade do conversor Push-Pull alimentado em corrente em elevar a tens\u00e3o, pode ser utilizado um retificador em ponte completa na sa\u00edda aterrando o terminal central do secund\u00e1rio do transformador como mostrado na Figura 3.3 . Nesta situa\u00e7\u00e3o, a raz\u00e3o entre a tens\u00e3o de sa\u00edda e a tens\u00e3o de entrada do conversor comporta-se de acordo com a Equa\u00e7\u00e3o (3.9).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{(1 - D_S)} \quad (3.9)$$

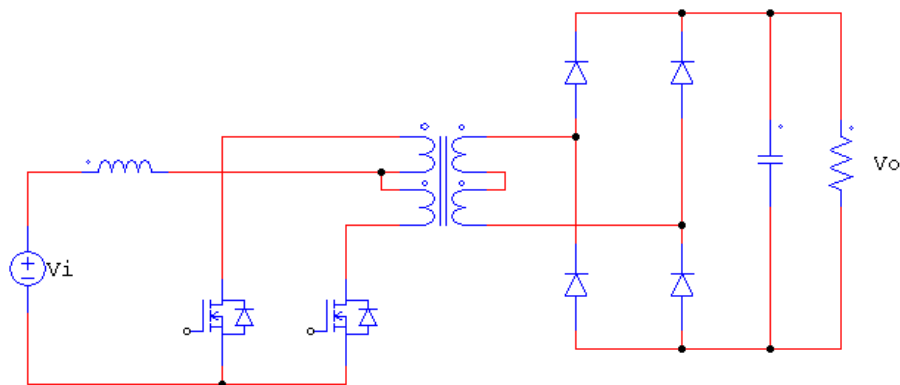


Figura 3.3 - Conversor Push-Pull alimentado em corrente com retificador em ponte completa na sa\u00edda.

Algumas vantagens e desvantagens para o conversor Push-Pull alimentado em corrente podem ser destacadas [9],[27]:

**Vantagens:**

- a) O indutor de entrada limita surtos e oscila\u00e7\u00f5es de corrente.

- b) Isolamento galvânico entre os estágios de entrada e saída.
- c) É possível obter uma tensão de saída elevada em comparação com a de entrada, já que o conversor tem características do Boost que podem ser potencializadas com o dimensionamento da relação de espiras do transformador.

**Desvantagens:**

- a) Dependendo do nível de tensão de saída, as chaves podem ser submetidas a elevadas tensões.
- b) A indutância de dispersão do transformador pode gerar elevados “*spikes*” de tensão no que devem ser controlados para evitar a queima das chaves.

### 3.3 Inversor monofásico em ponte completa

Inversores são dispositivos de potência que detém a função de sintetizar uma ou mais tensões senoidais a partir de um nível contínuo de diferença de potencial. Os inversores têm a capacidade de fornecer uma tensão senoidal de saída com magnitude e frequência controladas. As principais aplicações dos inversores são alimentação controlada para motores de indução c.a. com possível controle de velocidade e torque, UPS's, SVC's (“*Static Var Compensators*”), filtros ativos, FACT's (“*Flexible AC Transmission Systems*”), compensadores de tensão [8] e agora, as cargas eletrônicas c.a dentre outras.

Os conversores VSC's, já mostrados neste trabalho podem ser empregados como retificadores ou inversores. Empregados como inversores, podem ser classificados de três maneiras distintas [6]: Inversores PWM, inversores de onda quadrada e inversores monofásicos com cancelamento de tensão.

Neste trabalho optou-se por inversores PWM com modulação senoidal como mostrado na Figura 3.5 , pois permitem um melhor controle e também um menor conteúdo harmônico na tensão e corrente de saída.

Foi empregado neste trabalho o inversor monofásico em ponte completa como o mostrado na Figura 3.4 com técnica de modulação senoidal Bipolar [6] por apresentar um melhor espectro harmônico no sinal de saída como mostra a Figura 3.5

A frequência da modulante ( $f_m$ ) será a frequência do sinal de saída. A razão entre a frequência da modulante e a frequência da portadora ( $f_\Delta$ ) definem o índice de modulação em frequência de acordo com a Equação (3.10). As amplitudes da senóide da portadora ( $v_m$ ) e da triangular ( $v_\Delta$ ) definem o índice de modulação  $m_a$  de acordo com a Equação (3.11).

$$m_f = \frac{f_\Delta}{f_m} \quad (3.10)$$

$$m_a = \frac{v_m}{v_\Delta} \quad (3.11)$$

Quanto maior a frequência da triangular, mais simples será a filtragem dos harmônicos e maiores serão as perdas por chaveamento no conversor.

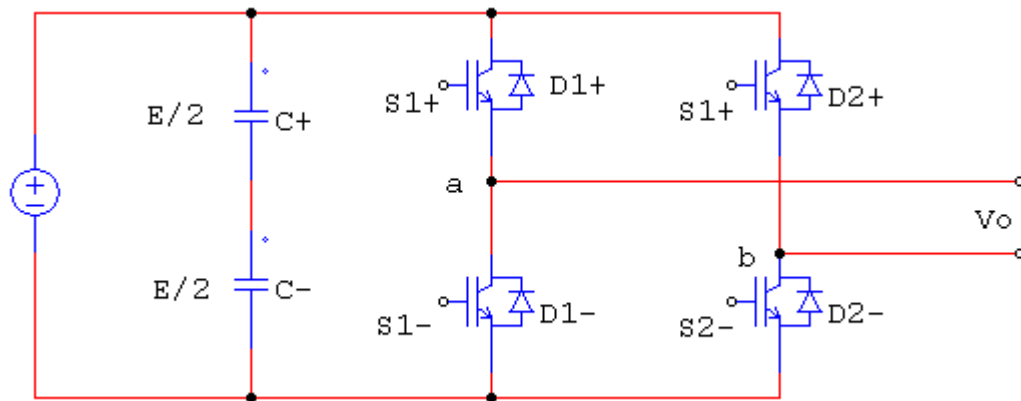


Figura 3.4 - Inversor monofásico em ponte completa.

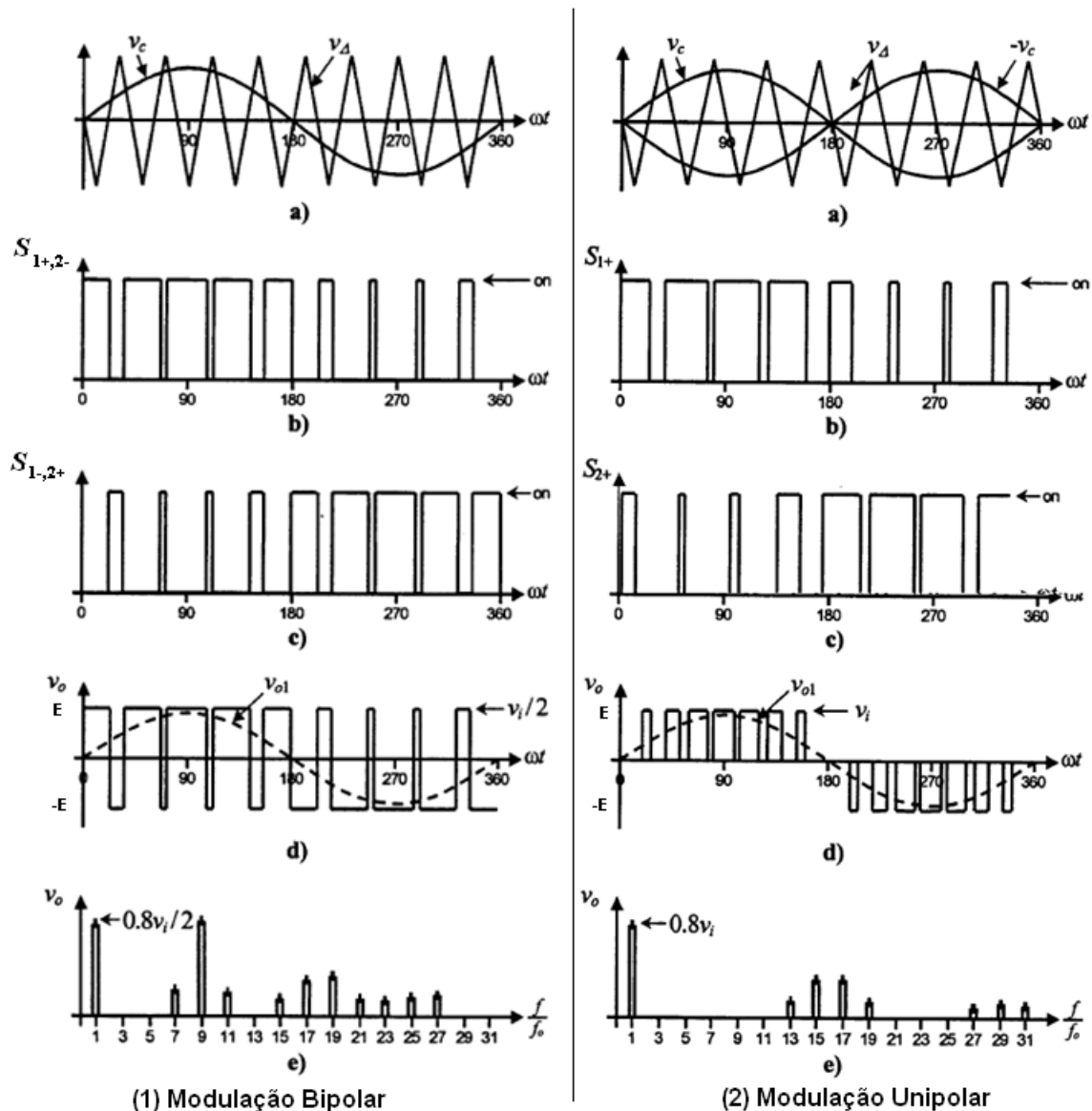


Figura 3.5 - Para o circuito da Figura 3.4 (1) e (2) técnicas de modulação Bipolar e Unipolar para  $m_f = 9$ , respectivamente: a) modulante e portadora (s); b) e c) sinais de comando; d) tensão de saída sintetizada pelo conversor; e) conteúdo harmônico da tensão de saída. Fonte [8].

Nota-se que o inversor monofásico de ponte completa pode ser acionado com modulação de dois níveis (Bipolar) ou três níveis (Unipolar). A modulação unipolar ou de três níveis elimina alguns harmônicos de baixa frequência que são de difícil filtragem. Em comparação com a modulação em dois níveis, ele não mais apresenta harmônicos em torno de  $m_f$ , os primeiros harmônicos indesejáveis surgem em  $2m_f$ . Para o inversor em ponte completa, independentemente da modulação PWM utilizada, a máxima tensão na carga será amplitude da tensão no barramento c.c., enquanto que no inversor em meia ponte a máxima tensão na carga é metade da amplitude de tensão no barramento c.c.. Esta característica permite que nesta topologia sejam utilizadas chaves que suportem menor tensão de bloqueio.

### 3.4 Topologia proposta

A topologia estudada é composta por um conversor Push-Pull alimentado em corrente seguido de um inversor em ponte completa.

O conversor Push-Pull em corrente tem a responsabilidade de controlar a corrente drenada do banco de baterias e de controlar a tensão no barramento capacitivo em um nível pré-determinado, maior ou igual ao valor de pico da senóide da rede. O inversor em ponte completa deve entregar uma corrente senoidal e com alto fator de potência na saída, o filtro indutivo na saída tem a finalidade filtrar o “ripple” de chaveamento da corrente, mantendo-o inferior aos limites normativos.

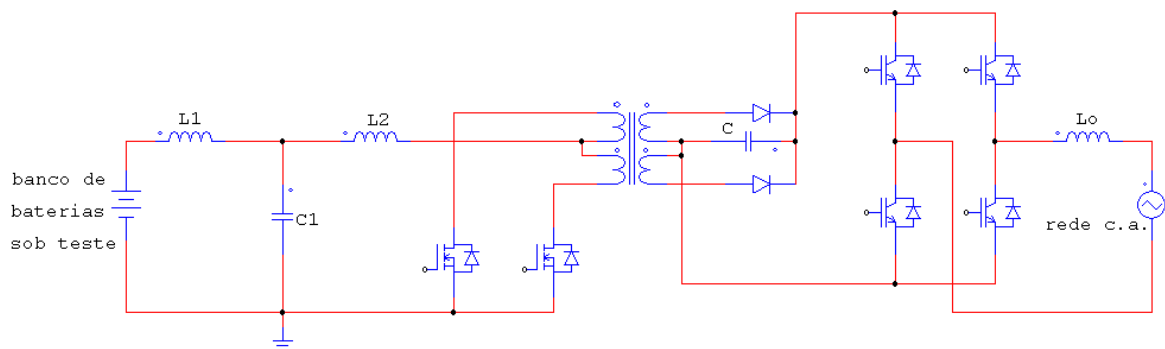


Figura 3.6 - Topologia de carga eletrônica c.c. regenerativa proposta.

A malha de controle da corrente de entrada é independente e pode ser utilizado um controlador do tipo PI (proporcional-integral), já que o sistema controlado é de primeira ordem. Na Figura 3.7 é possível visualizar a malha de controle para a corrente do indutor de entrada que, na realidade é a corrente retirada da bateria ou do banco de baterias sob teste.

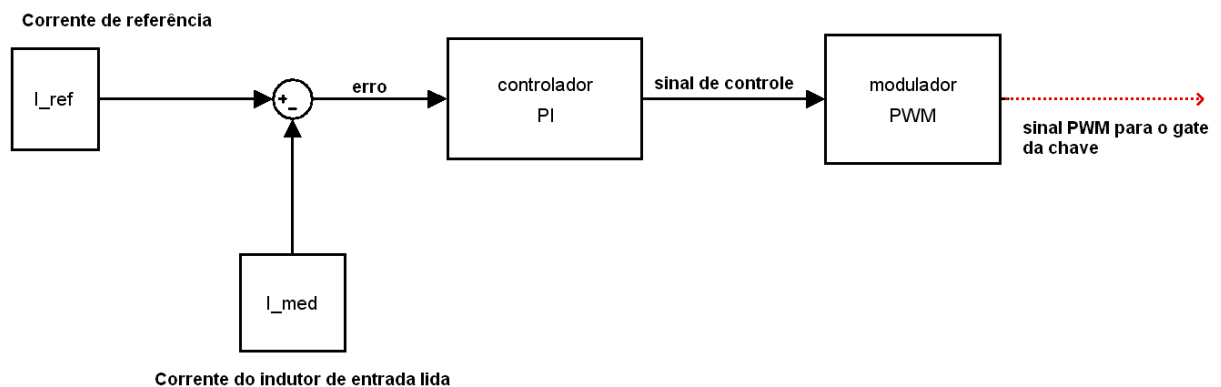


Figura 3.7 - Malha de controle da corrente de entrada para o conversor Push-Pull em corrente.

Como pode ser observado na Figura 3.7 para o controle da corrente de entrada no conversor Push-Pull utiliza-se o erro entre o valor de referência desejado e o valor da corrente medido. Posteriormente, esse sinal de erro é aplicado a um controlador PI devidamente sintonizado que irá gerar o sinal de controle do modulador PWM. Caso se utilize um modulador PWM linear clássico este sinal será comparado a uma onda triangular na frequência de chaveamento para gerar o sinal de comando das chaves semicondutoras em questão.

A carga do conversor Push-Pull em corrente é o inversor em ponte completa como apresentado na Figura 3.6, constituindo os dois estágios da carga eletrônica regenerativa proposta. A tensão do capacitor deve ser lida e controlada, para que o estágio de inversão funcione corretamente.

Os controladores de tensão no barramento c.c. e da corrente senoidal que é entregue à rede c.a. trabalham de maneira conjunta. A saída do controlador de tensão do barramento c.c. é a amplitude da referência senoidal de corrente para a corrente fornecida pela carga eletrônica à rede c.a. como mostra a Figura 3.8.

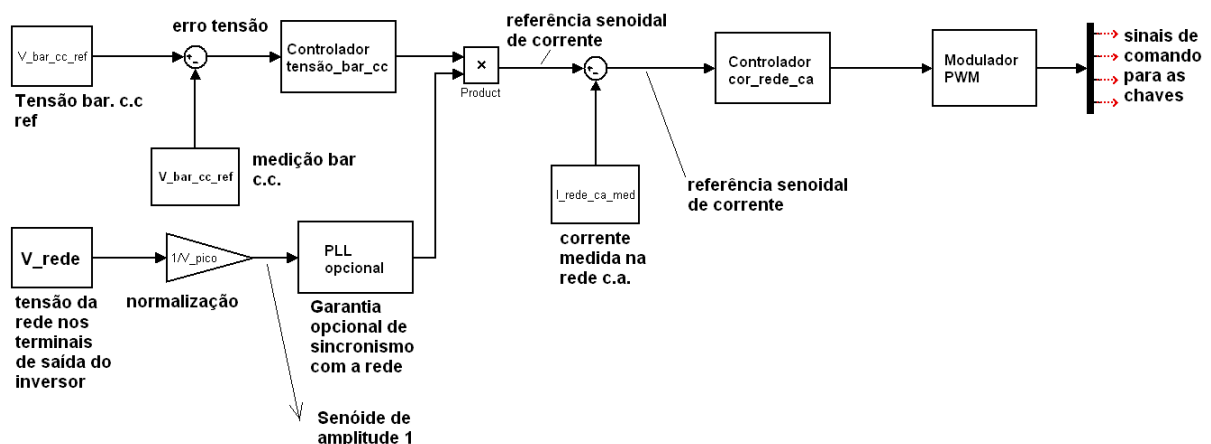


Figura 3.8 - Malha de controle para a tensão no barramento c.c. e a corrente entregue pela carga à rede c.a.

A saída do controlador de tensão é multiplicada por uma senoide de amplitude unitária em fase com a tensão da rede c.a. Para gerar essa senoide, pode ser utilizado um PLL (“*Phase Locked Loop*”) que garante que a senoide com amplitude unitária apresente a mesma frequência e que acompanhe todas as variações de frequência que a rede c.a. possa apresentar. Caso não se empregue o PLL, deve-se realizar a normalização da tensão da rede para originar uma senoide de amplitude unitária, a ser multiplicada pela saída do controlador da tensão do barramento c.c., para gerar a referência para a malha de controle da corrente de saída. O

controlador de corrente recebe o erro entre o sinal de referência e o medido e gera o sinal modulante para o modulador PWM. O modulador gera os comandos para as quatro chaves.

### 3.5 Conclusão

O fato de se utilizar um conversor Push-Pull em corrente para elevar a tensão é interessante pelo fato deste próprio conversor possuir isolamento galvânico entre a entrada e saída. Além disso, este conversor pode apresentar ganho de tensão superior ao Boost, pois seu ganho pode ser elevado pela relação de espiras do transformador.

O conversor Push-Pull será encarregado de controlar a corrente de entrada.. O transformador que adiciona um desejável isolamento galvânico, porém pode gerar “*spikes*” de tensão muito danosos às chaves por efeito da reatância de dispersão. Os “*spikes*” podem ser controlados por circuitos “*snubbers*” que devem proteger as chaves de altos picos de tensão transitórios. O inversor do estágio de saída irá controlar a corrente c.a. injetada na rede e a tensão no barramento c.c..

As malhas de controle da carga eletrônica são dependentes. Se o controle de tensão estiver comprometido, torna-se impossível um bom controle da malha de corrente de saída. O inversor em ponte completa pode sintetizar sinais com baixo conteúdo harmônico na saída, sendo necessários filtros indutivos menores para a corrente c.a em comparação ao inversor em meia ponte.

Uma vantagem desta carga eletrônica é ser formada por apenas de dois estágios, agregando simplicidade e menor número de componentes ativos e passivos em comparação com algumas topologias anteriormente propostas, o que pode resultar em aumento de eficiência e redução de custo.

# Capítulo IV DIMENSIONAMENTO DA CARGA

## ELETRÔNICA: PUSH-PULL EM CORRENTE E INVERSOR

---

### 4.1 Introdução

O projeto da carga eletrônica composto pelo conversor Push-Pull alimentado em corrente, no estágio de entrada, e um inversor no estágio de saída também será detalhado. A topologia no estágio de saída inicialmente estudada foi o inversor em meia ponte que foi posteriormente substituído pelo de ponte completa. Serão descritos os detalhes do projeto e modelagem das malhas de controle. Serão exibidos também os resultados de simulação nos softwares PSpice® e MatLab®.

Para esta etapa o objetivo é especificar uma carga eletrônica c.c., que drene uma corrente contínua do banco de baterias e tenha uma potência de 635W.

Deseja-se que esta carga eletrônica tenha a capacidade de testar uma única bateria em no final do processo de recarga, onde a diferença de potencial em seus terminais atinge cerca de 15V; ou duas baterias em fim de carga, que apresentam diferença de potencial de 10V cada, totalizando 20V no banco.

A corrente drenada das baterias foi limitada em 20A para o projeto. É necessário um arranjo de duas ou três baterias, dependendo do estado de carga, para atingir cerca de 32V que correspondem à máxima potência para uma corrente de 20A.

Pretende-se elevar a tensão c.c. que normalmente varia entre 10 à 15V (tensão de uma bateria) para 200V em um barramento c.c.. A capacidade de teste de equipamentos com baixa tensão c.c. exige ganhos de tensão mais elevados. O transformador do conversor Push-Pull auxilia o conversor, que é derivado do Boost a atingir ganhos de tensão mais elevados, através da relação de transformação. A característica de pequena ondulação na corrente de entrada é garantida pelo indutor entre a bateria e o transformador como foi mostrado na Figura 3.1 .

### 4.2 Modelagem do conversor Push-Pull alimentado em corrente

Foi considerado o esquemático da Figura 4.1 para a modelagem do conversor Push-Pull alimentado em corrente. Neste modelo foram consideradas algumas não idealidades como a resistência do indutor, a resistência série equivalente do capacitor e a queda de tensão

nos diodos. Apenas não foi considerada a resistência de condução das chaves. Como a tensão de entrada do equipamento sob testes é sempre inferior a 32V, pode-se utilizar MOSFET's de baixíssimo  $r_{ds_{on}}$  (alguns  $m\Omega$ ) e deste modo, o efeito causado por estas resistências pode ser desprezado na modelagem.

Será utilizada uma carga resistiva para representar o fornecimento de potência realizado pelo conversor no processo de modelagem. Todo o processo de modelagem foi realizado de acordo com o modelo pela média [4].

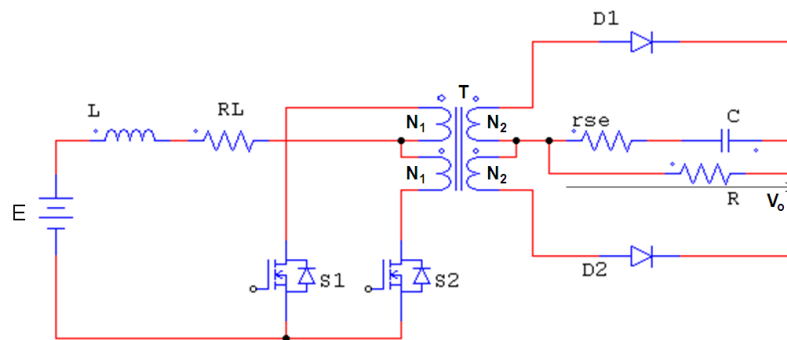


Figura 4.1- Conversor Push-Pull em corrente utilizado para modelagem.

Como se trata de um conversor isolado, para a sua modelagem, algumas grandezas devem ser referidas ao primário ou ao secundário do transformador. Para esta modelagem, todas as grandezas do secundário foram referidas ao primário. A Tabela 1 ilustra a relação de transformação e as grandezas referidas utilizadas na modelagem.

Como mostrado na Figura 3.2 , durante um período de chaveamento o conversor Push-Pull em corrente apresenta quatro intervalos de operação. Para efeito de modelagem, é possível reduzir estes quatro intervalos a apenas dois, como se pode observar na Figura 4.2. A razão cíclica  $D$  é utilizada para representar a razão entre os intervalos de tempo em que se tem as duas chaves fechadas  $((t_3 - t_2) + (t_1 - t_0))$  e o período de chaveamento.

Para simplificar, as variáveis de estado corrente no indutor ( $i_L(t)$ ) e tensão no capacitor ( $v_c(t)$ ) serão denotadas por  $(i_L$  e  $v_c$ ), respectivamente.

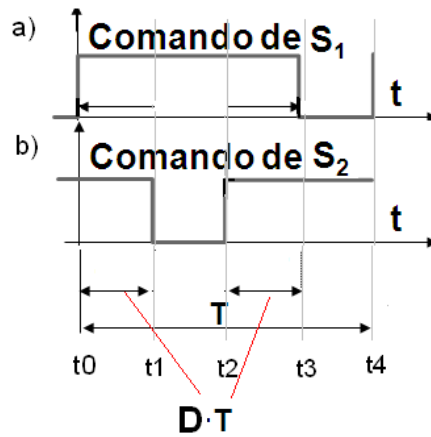


Figura 4.2- Detalhe da razão cíclica considerada para a modelagem.

Tabela 1. Parâmetros importantes para a modelagem do conversor Push-Pull em corrente e grandezas referidas.

$k = \frac{N_2}{N_1}$	Relação de transformação
$C^* = Ck^2$	Capacitância referida ao primário
$R^* = \frac{R}{k^2}$	Carga referida ao primário
$v_o^* = \frac{v_o}{k}$	Tensão na carga referida ao primário
$rse^* = \frac{rse}{k^2}$	Resistência série equivalente do capacitor referida ao primário
$v_d^* = \frac{v_d}{k}$	Queda de tensão nos diodos referida ao primário.
$\dot{v}_c^* = \frac{\dot{v}_c}{k}$	Taxa de variação no tempo da tensão no capacitor referida ao primário.

#### 4.2.1 Estágios de operação do conversor Push-Pull alimentado em corrente

1º Estágio: As chaves S1 e S2 estão fechadas.

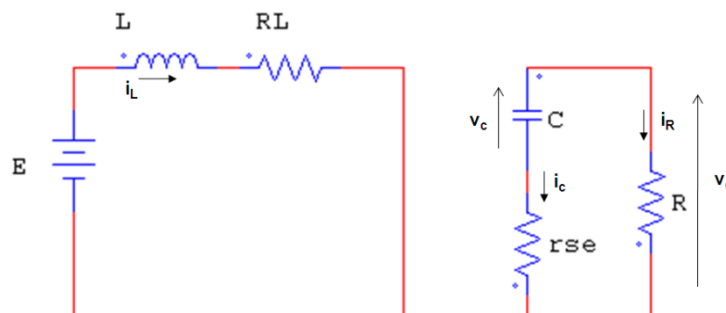


Figura 4.3 - Modelo do conversor Push-Pull alimentado em corrente com as duas chaves fechadas.

Neste caso, as Equações de Estado são expressas pela Equação (4.1) e pela Equação (4.2):

$$\dot{i}_L = \frac{E}{L} - \frac{R_L}{L} i_L \quad (4.1)$$

$$\dot{v}_c = \frac{-1}{C(R + rse)} v_c \quad (4.2)$$

Foram tomadas como saídas do modelo a tensão no resistor de carga (Equação (4.3)) e a corrente de entrada de forma que:

$$v_o = \frac{R}{(R + rse)} v_c \quad (4.3)$$

Na forma matricial,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C(R + rse)} \end{bmatrix}}_{A_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_1} \underbrace{\begin{bmatrix} E \\ v_d \end{bmatrix}}_U$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{R}{(R + rse)} \end{bmatrix}}_{E_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{F_1} \underbrace{\begin{bmatrix} E \\ v_d \end{bmatrix}}_U$$

2º Estágio: Uma das chaves fechada e a outra aberta.

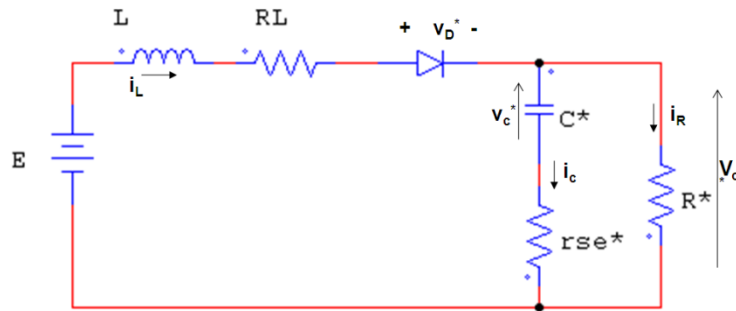


Figura 4.4 - Modelo do conversor Push-Pull alimentado em corrente com uma chave fechada e outra aberta.

As Equações de Estado para o segundo estágio operação são (4.4) e (4.5):

$$\dot{i}_L(t) = \frac{E}{L} - \frac{[R_L k^2 (R + rse) + rse R]}{L k^2 (R + rse)} i_L(t) - \frac{R}{kL(R + rse)} v_c(t) - \frac{v_d}{kL} \quad (4.4)$$

$$\dot{v}_c(t) = \frac{R}{kC(R + rse)} i_L(t) - \frac{1}{C(R + rse)} v_c(t) \quad (4.5)$$

A Equação (4.6) representa a tensão de saída.

$$v_o = \frac{rseR}{k(R+rse)} i_L + \frac{R}{(R+rse)} v_c \quad (4.6)$$

Na forma matricial se tem:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{[R_L k^2(R+rse) + rseR]}{Lk^2(R+rse)} & -\frac{R}{kL(R+rse)} \\ \frac{R}{kC(R+rse)} & -\frac{1}{C(R+rse)} \end{bmatrix}}_{A_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{kL} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \underbrace{\begin{bmatrix} E \\ v_d \end{bmatrix}}_U$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix}}_Y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{rseR}{k(R+rse)} & \frac{R}{(R+rse)} \end{bmatrix}}_{E_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{F_2} \underbrace{\begin{bmatrix} E \\ v_d \end{bmatrix}}_U$$

#### 4.2.2 Modelo pela média

Adotando a técnica de modelagem pela média [4], são utilizadas as Equações (4.7) a (4.10) para obter as matrizes médias para o modelo.

$$A = DA_1 + (1-D)A_2 \quad (4.7)$$

$$B = DB_1 + (1-D)B_2 \quad (4.8)$$

$$E = DE_1 + (1-D)E_2 \quad (4.9)$$

$$F = DF_1 + (1-D)F_2 \quad (4.10)$$

Após o cálculo se obtém:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{[R_L k^2(R+rse) + rseR(1-D)]}{Lk^2(R+rse)} & \frac{R(D-1)}{kL(R+rse)} \\ \frac{R(1-D)}{kC(R+rse)} & -\frac{1}{C(R+rse)} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{(D-1)}{kL} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{rseR(1-D)}{k(R+rse)} & \frac{R}{(R+rse)} \end{bmatrix} e F = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Os valores quiescentes ou médios em torno dos quais é realizada a modelagem de pequenos sinais são obtidos de acordo com os procedimentos das Equações (4.11) e (4.12) e são mostrados na Equação (4.13).

$$0 = AX + BU \Rightarrow X = -A^{-1}BU = \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k(R + rse)[kE - v_d(1 - D)]}{k^2R_L(R + rse) + rseR(1 - D) + R^2(1 - D)^2} \\ \frac{R(1 - D)(R + rse)[kE - v_d(1 - D)]}{k^2R_L(R + rse) + rseR(1 - D) + R^2(1 - D)^2} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$Y = -E^{-1}X + FU \Rightarrow Y = (-EA^{-1}B + F)U \quad (4.12)$$

$$Y = \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k(R + rse)[kE - v_d(1 - D)]}{k^2R_L(R + rse) + rseR(1 - D) + R^2(1 - D)^2} \\ \frac{R(1 - D)(R + rse)[kE - v_d(1 - D)]}{k^2R_L(R + rse) + rseR(1 - D) + R^2(1 - D)^2} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

### 4.2.3 Modelo de Pequenos Sinais

Em torno dos valores quiescentes é possível construir o modelo de pequenos sinais [4], onde se tem:

$$\widehat{x}(t) = A\widehat{x}(t) + B\widehat{u}(t) + \{(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U\}\widehat{d}(t) \quad (4.14)$$

$$\widehat{y}(t) = E\widehat{y}(t) + F\widehat{u}(t) + \{(E_1 - E_2)Y + (F_1 - F_2)U\}\widehat{d}(t) \quad (4.15)$$

O símbolo  $\widehat{x}(t)$  representa uma perturbação em torno do ponto quiescente.

Foi considerado que a queda de tensão no diodo é constante, aparecendo como entrada nula no modelo de pequenos sinais. A perturbação na razão cíclica foi tomada como entrada, fazendo-se necessário um rearranjo nas matrizes.

Modelo de pequenos sinais:

$$\begin{bmatrix} \dot{\widehat{i}}_L \\ \dot{\widehat{v}}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{[R_L k^2(R + rse) + rseR(1 - D)]}{Lk^2(R + rse)} & \frac{R(D - 1)}{kL(R + rse)} \\ \frac{R(1 - D)}{kC(R + rse)} & -\frac{1}{C(R + rse)} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \widehat{i}_L \\ \widehat{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{R^2E(1 - D) + rseRE + v_dR_Lk(R + rse)}{L[k^2R_L(R + rse) + rseR(1 - D) + R^2(1 - D)^2]} \\ 0 & \frac{-R[kE - v_d(1 - D)]}{C[k^2R_L(R + rse) + rseR(1 - D) + R^2(1 - D)^2]} \end{bmatrix}}_{B_{mod}} \begin{bmatrix} \widehat{e} \\ \widehat{d} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \widetilde{i}_L \\ \widetilde{v}_o \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{rseR(1-D)}{k(R+rse)} & \frac{R}{(R+rse)} \end{bmatrix}}_E \begin{bmatrix} \widetilde{i}_L \\ \widetilde{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-rseR[kE - v_d(1-D)]}{k^2R_L(R+rse) + rseR(1-D) + R^2(1-D)^2} \end{bmatrix}}_{F_{ext}} \begin{bmatrix} \widetilde{e} \\ \widetilde{d} \end{bmatrix}$$

É possível obter a matriz de funções de transferência utilizando a Equação (4.16).

$$F(s) = (s \cdot I - A)^{-1} B_{mod} \quad (4.16)$$

A matriz F(s) resultante quatro funções de transferência descrita na Tabela 2.

Tabela 2. Funções de transferência para o modelo de pequenos sinais do conversor Push-Pull em corrente.

$F_{11}(s) = \frac{\widetilde{i}_L(s)}{e(s)} = Gie$	Corrente no indutor de entrada em função da perturbação da tensão de entrada
$F_{12}(s) = \frac{\widetilde{i}_L(s)}{d(s)} = Gid$	Corrente no indutor de entrada em função da perturbação da razão cíclica
$F_{21}(s) = \frac{\widetilde{v}_c(s)}{e(s)} = Gve$	Tensão no capacitor em função da perturbação na tensão de entrada
$F_{22}(s) = \frac{\widetilde{v}_c(s)}{d(s)} = Gvd$	Tensão no capacitor em função da perturbação na razão cíclica

A variável a ser controlada pelo conversor Push-Pull, neste trabalho, é a corrente no indutor de entrada, através da função de transferência  $G_{id}$ , mostrada na Equação (4.17) que a relaciona com a razão cíclica.

$$G_{id}(s) = \frac{num}{den} \quad (4.17)$$

Com:

$$\begin{aligned} num = & -k(R+rse)(sC(-2kR^2Erse + kR^3E(D-1) - k^2R_LV_d(R^2 + 2Rrse + rse^2) \\ & + kERrse(R-rse)) - kRE(rse + 2R(1-D)) - k^2R_LV_d(R+rse) \\ & + V_dR^2(1-D)^2) \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned} den = & \left[ s^2 L k^2 C (R^2 + 2 R r s e + r s e^2) \right. \\ & + s \left( L k^2 (R + r s e) + C R_L k^2 (R^2 + 2 R r s e + r s e^2) \right. \\ & + R C r s e (R (1 + r s e) + D (R + r s e)) \left. \right) + R_L k^2 (R + r s e) + R^2 (1 - D)^2 \\ & \left. + R r s e (1 - D) \right] (R_L k^2 (R + r s e) + R^2 (1 - D)^2 + R r s e (1 - D)) \end{aligned}$$

Como consequência deste controle, existirá um nível de tensão não controlado na carga de acordo com as Equações (4.17) e (4.18) e bem ilustrado na malha de controle da Figura 4.5.

$$V_o(s) = \frac{r s e R (1 - D)}{k (R + r s e)} I_L(s) + \frac{R}{(R + r s e)} V_c(s) - \frac{r s e R [k E - v_d (1 - D)]}{k^2 R_L (R + r s e) + r s e R (1 - D) + R^2 (1 - D)^2} d(s) \quad (4.18)$$

Colocando  $V_c$  em função de  $V_o$  na Equação (4.18) e trabalhando a Equação chega-se a Equação (4.18) que mostra a tensão de saída em função da corrente de entrada e da razão cíclica do conversor.

$$\begin{aligned} V_o(s) = & \frac{r s e R (1 - D) (1 + s C r s e)}{k [(R + r s e) (1 + s C r s e) - R]} I_L(s) \\ & - \frac{r s e R [k E - v_d (1 - D)] (R + r s e) (1 + s C r s e)}{[k^2 R_L (R + r s e) + r s e R (1 - D) + R^2 (1 - D)^2] [(R + r s e) (1 + s C r s e) - R]} d(s) \end{aligned} \quad (4.19)$$

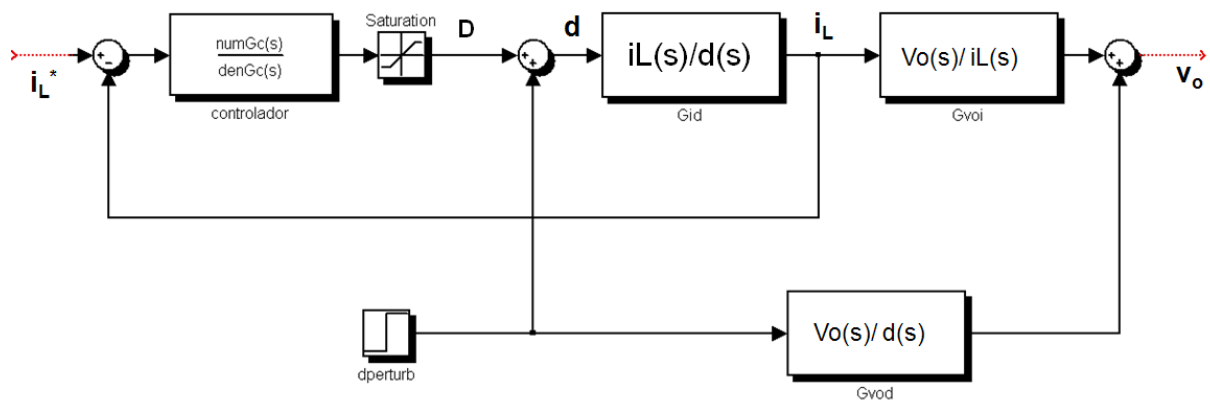


Figura 4.5-Malha de controle da corrente de entrada do conversor Push-Pull. Em função deste controle, é gerada uma tensão de saída.

Com o controle da corrente de entrada do conversor Push-Pull em corrente, é gerada uma tensão não controlada no barramento c.c.. O inversor tem a responsabilidade de controlar o nível de tensão no barramento c.c. e a componente de tensão gerada pelo Push-Pull é uma perturbação à sua malha de controle.

#### 4.2.4 Validação do Modelo

O modelo matemático do conversor foi simulado no software MatLab<sup>®</sup> e comparado com a simulação do realizada no software PSpice<sup>®</sup>. Essa comparação deve ser realizada pois o modelo pela média não considera os efeitos de chaveamento. Tanto para obtenção dos parâmetros matemáticos como para a simulação no PSpice<sup>®</sup> foi utilizado um conversor Push-Pull alimentado por uma bateria de 20V fornecendo uma corrente de 20A. Foi considerado um conversor com indutor de entrada utilizado foi de 1.2mH, o capacitor de saída de 1000 $\mu$ F e uma carga resistiva de 100 $\Omega$ , resultando em uma potência de 400W. As não idealidades foram: 0,1 $\Omega$  de resistência do indutor, 5m $\Omega$  de rse do capacitor e 0,7V de queda de tensão direta no diodo. A relação de espiras (k) do transformador do Push-Pull foi feita igual a 10.

O valor médio da tensão no barramento c.c., considerando uma corrente constante de 20A na entrada, foi 189,4V pelos cálculos do modelo. A simulação para validação, realizada no PSpice<sup>®</sup>, pode ser vista na Figura 4.6 e o valor obtido para a tensão de saída foi cerca de 186,2V como se pode ver na Figura 4.7. Este resultado mostra que o modelo apresentou boa fidelidade ao sistema mesmo sob considerações de chaveamento, que não são consideradas no modelo pela média, apresentando um erro de apenas 1.7%.

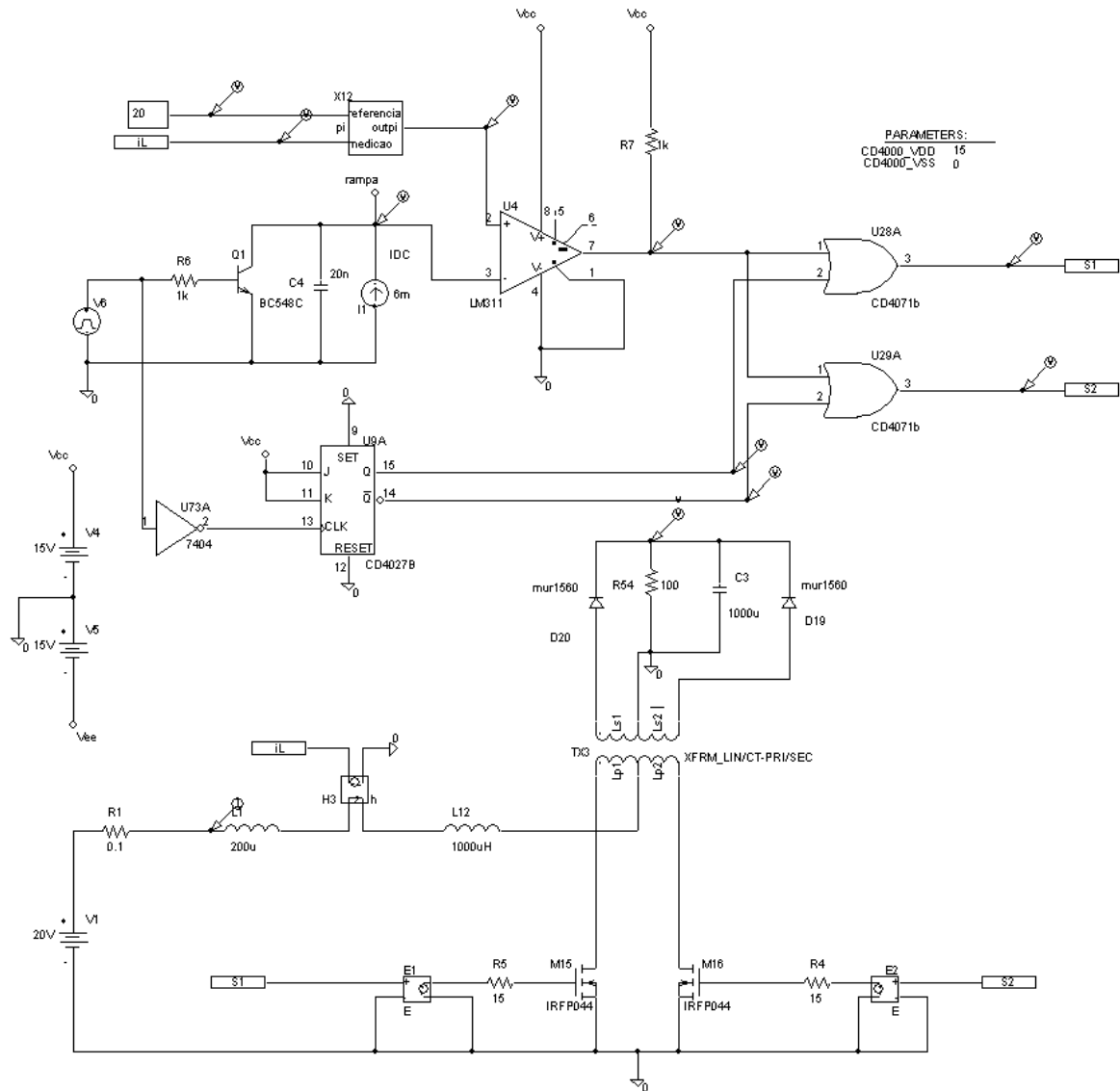


Figura 4.6 -Esquemático montado para a validação do modelo utilizando o PSpice®.

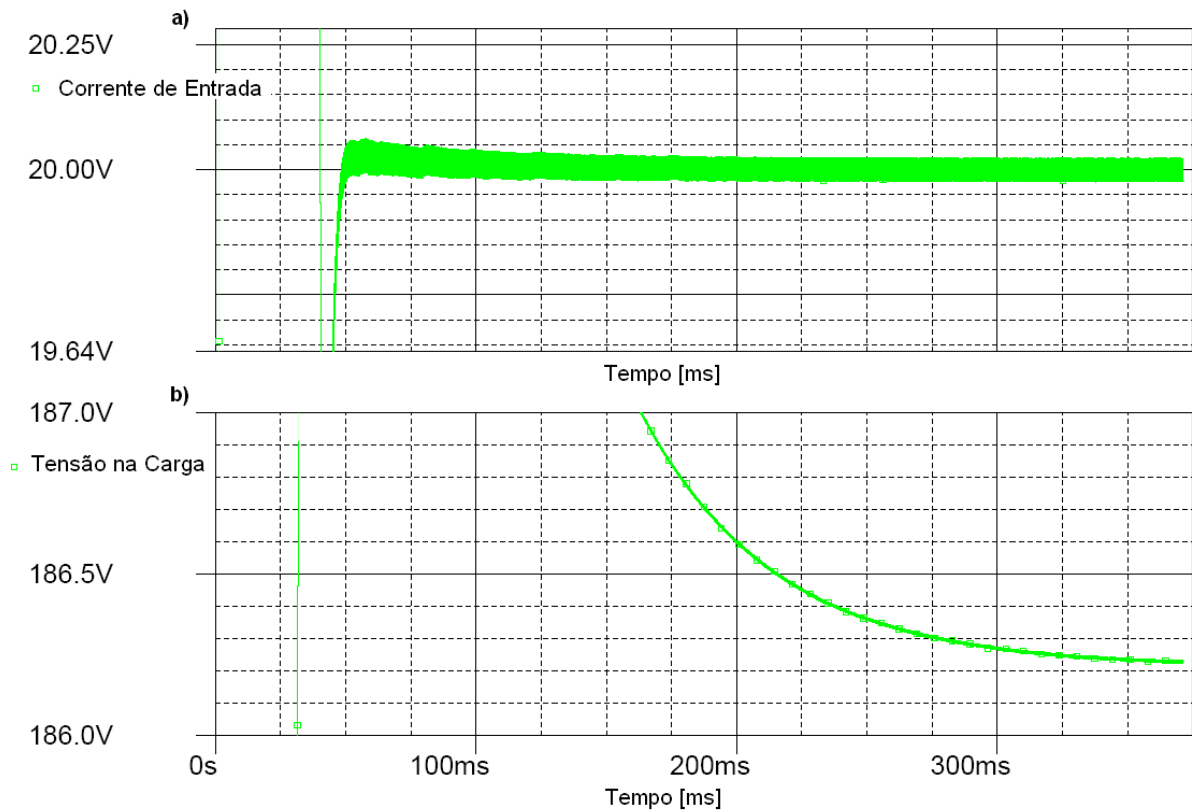


Figura 4.7 -Validação do modelo para o Push-Pull em corrente. a) ilustra o controle da corrente de entrada e b) mostra a tensão imposta na carga como consequência deste controle.

### 4.3 Projeto do filtro indutivo de entrada e do capacitor do barramento c.c. para o conversor Push-Pull em corrente

A frequência da tensão sobre o indutor de entrada do conversor Push-Pull alimentado em corrente é o dobro da frequência de chaveamento das chaves. Desta forma a indutância pode ser calculada de acordo com a Equação (4.20).

$$L_{min} = \frac{V_i}{4f_s \Delta i_{max}} \quad (4.20)$$

Onde, para a utilização da Equação (4.20):

$V_i$ - tensão da bateria conectada na entrada do conversor = 32V no pior caso.

$f_s$ - frequência de chaveamento das chaves = 19980Hz.

$\Delta i_{max}$ - amplitude máxima do “ripple” de corrente que será feito 1% da corrente nominal ( $\Delta i_{max} = 200mA$ .), pois as ondulações de corrente podem causar sobreaquecimento e redução da vida útil das baterias [45].

Assim,

$$L_{min} = 2mH$$

Porém, este é um valor de indutância extremamente elevado e um indutor deste porte para uma corrente de 20A seria demasiadamente caro, grande e pesado.

Como alternativa, para reduzir o volume dos indutores, um filtro de terceira ordem na topologia LCL foi utilizado nas simulações ao invés de um indutor de 2mH, como ilustra a Figura 3.6 , sendo os valores de 100μH, 10μF e 50μH, respectivamente. O indutor de 50μH foi colocado do lado do conversor devido ao melhor desempenho apresentado nas simulações. A justificativa para a utilização de filtros com esta topologia será detalhada juntamente com o projeto dos filtros do lado c.a..

O capacitor do barramento c.c. deve ser projetado para limitar as ondulações de tensão causadas pelo desequilíbrio do fluxo de entrada e de saída da carga eletrônica [10], [31]. Mesmo em regime permanente, haverá um desequilíbrio entre a potência de entrada e de saída da carga eletrônica regenerativa c.c.. A potência de entrada é constante e a potência de saída é oscilatória e tem seu valor médio igual ao da potência de entrada, como mostra a Figura 4.8, se perdas forem desprezadas.

A área sombreada da Figura 4.8 a) corresponde à energia que o capacitor deve fornecer à rede c.a., apresentando uma conseqüente queda tensão de  $V_2$  para  $V_1$ , como mostra a Figura 4.8 b). Essa energia pode ser facilmente calculada através da integral da potência do circuito monofásico no intervalo em questão, decrescida da potência média, resultando em 1,7 joules. O capacitor proverá essa energia, apresentando uma ondulação em sua tensão de acordo com a Equação (4.21).

$$E = \frac{1}{2} C (V_2^2 - V_1^2) \quad (4.21)$$

Um “ripple” de 10V de pico a pico (barramento c.c. variando de 195V a 205V), corresponde a uma variação de energia armazenada de 2 joules para um capacitor de 1000μF. Então, 1000μF é uma boa escolha para o capacitor, pois o valor de pico a pico da ondulação de tensão no barramento c.c. não ultrapassará 5% da tensão média do barramento c.c..

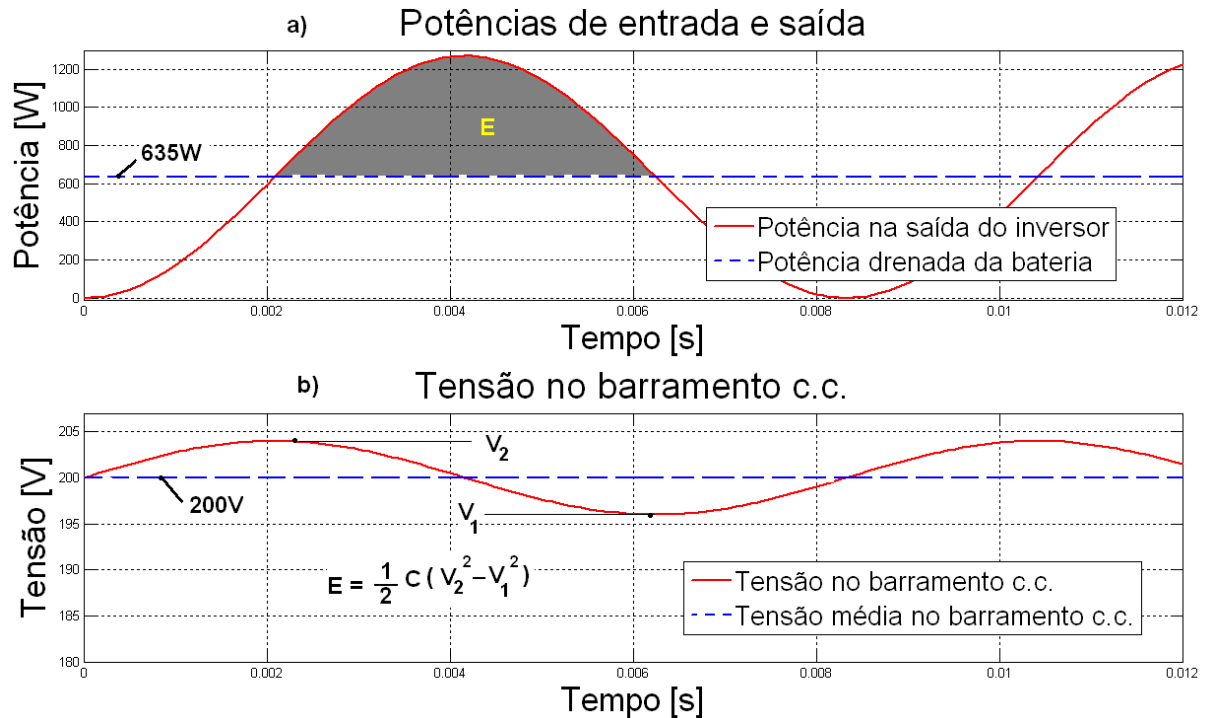


Figura 4.8 - a) Potência de entrada e de saída da carga eletrônica; b) tensão no barramento c.c..

#### 4.4 Projeto do filtro do estágio de saída da carga eletrônica c.c.

Para o projeto do filtro no estágio de saída existem algumas opções, a primeira é utilizar um filtro puramente indutivo, porém nesse caso, o filtro toma dimensões incompatíveis com o nível de potência empregado.

Uma solução foi o emprego de filtros de terceira ordem na topologia LCL estudados em [26],[30],[41]. Os filtros LCL mostraram conseguir boa atenuação do “ripple” na frequência de chaveamento para a corrente de saída com filtros indutivos reduzidos se comparados ao emprego de um único indutor, como será mostrado a seguir. No projeto de conversores de potência, custo, volume ocupado, peso e eficiência são variáveis muito importantes. Um bom projeto do filtro pode reduzir o custo, volume e peso, além de aumentar a eficiência energética do conversor.

Para o estudo do comportamento dos filtros LCL foi utilizado o esquemático da Figura 4.9 e estudada a função de transferência da corrente no indutor  $L_2$  em função da tensão imposta pelo inversor ao filtro. Utilizando o teorema da superposição, será avaliada a influência do inversor sobre o filtro, aterrando o segundo terminal onde normalmente se conecta uma carga ou a rede c.a.

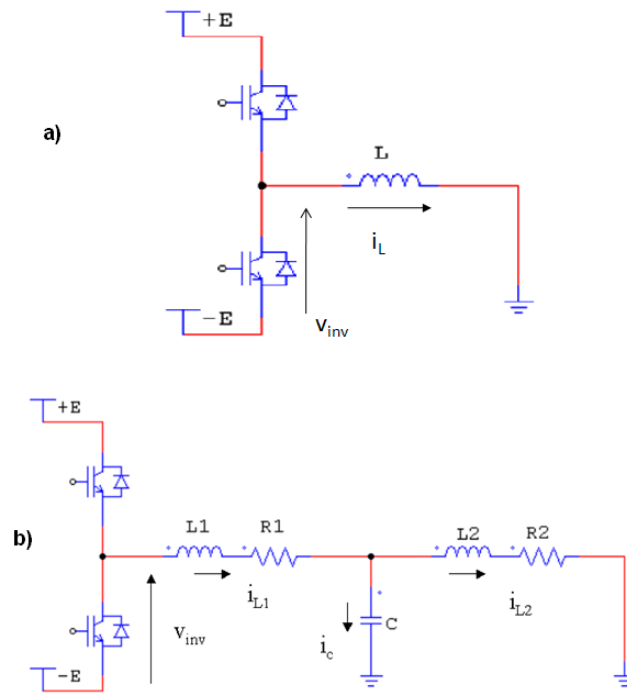


Figura 4.9 - Esquemático utilizado para a modelagem do filtro puramente indutivo e para o filtro LCL.

A análise foi realizada de acordo com o procedimento proposto de projeto do filtro LCL [26] ,[30]. O módulo da função de transferência da corrente fornecida à rede com relação à tensão do inversor é avaliado para vários harmônicos da frequência da rede de 60Hz.

A frequência de chaveamento do inversor foi 19960Hz que corresponde ao 33º harmônico de 60Hz.

Foi calculado o módulo da função de transferência para um filtro puramente indutivo e para os filtros LCL propostos em função dos harmônicos de 60 Hz, com o objetivo de comparar a atenuação dos filtros ao longo do espectro. Para visualização dos resultados, os módulos das funções de transferência foram normalizados em relação ao módulo em 60Hz.

O filtro puramente indutivo utilizado foi um indutor de 15 mH, que proporcionou “ripple” de 2% na corrente. Foram utilizados também filtros LC para a comparação. A função de transferência para o filtro LC é a mesma do filtro L, pois o capacitor está em paralelo com a rede, porém como sempre existe uma indutância e também uma resistência da rede, o capacitor acaba filtrando parte da corrente de “ripple” de corrente, melhorando o desempenho do filtro. As Equações (4.22) e (4.23) ilustram o módulo das funções de transferência em função dos harmônicos e da frequência fundamental para os filtros L e LCL, respectivamente.

$$|H_L(jh\omega)| = \left| \frac{I_L(jh\omega)}{V_{inv}(jh\omega)} \right| = \frac{1}{h\omega L} \quad (4.22)$$

$$|H_{LCL}(jh\omega)| = \left| \frac{I_{L2}(jh\omega)}{V_{inv}(jh\omega)} \right| = \frac{1}{h\omega(L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C h^2)} \quad (4.23)$$

Onde  $h$  representa o harmônico de 60Hz,  $\omega$  representa a frequência angular da rede,  $V_{inv}$  o perfil de tensão fornecido pelo inversor,  $L$ ,  $L_1$  e  $L_2$  representam parâmetros do filtro.

Na Equação (4.22) são desprezadas as resistências dos indutores que serão levadas em consideração neste trabalho. Considerando-se a resistência dos indutores, o modulo da função de transferência é representado como na Equação (4.24).

$$|H_{LCL}(jh\omega)| = \frac{1}{\sqrt{[R_1 + R_2 - \omega^2 h^2 C(R_1 L_2 + L_1 R_2)]^2 + [\omega h(L_1 + L_2 + C R_1 R_2) - \omega^3 h^3 C L_1 L_2]^2}} \quad (4.24)$$

Para uma análise comparativa dos filtros, tomou-se a metodologia descrita a seguir [30].

Primeiramente é realizado o cálculo da impedância de base (Equação (4.25)) para o circuito onde o filtro está inserido, prosseguindo com o cálculo da capacitância de base de acordo com a Equação (4.26).

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} \quad (4.25)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad (4.26)$$

Onde  $E_n$  é a tensão eficaz nominal,  $\omega_n$  é a frequência angular da rede c.a. e  $P_n$  é a potência ativa entregue à rede c.a ou à carga.

Posteriormente, calcula-se a frequência de ressonância do filtro com relação à frequência de chaveamento segundo a Equação (4.27).

$$\omega_{res} = k\omega_{sw} \quad (4.27)$$

Onde  $\omega_{res}$  é a frequência de ressonância do filtro e  $\omega_{sw}$  é a frequência de chaveamento em (rad/s) e o fator  $k$  irá expressar o quanto as duas frequências distam entre si no espectro.

Quando a frequência de ressonância é próxima da frequência da rede ou da frequência de chaveamento, pode-se ter problemas de ressonância. Neste caso, é utilizado o amortecimento passivo, que é realizado através da inserção um resistor em série com o capacitor ou o amortecimento ativo que é inserido no circuito de controle [41]. Porém, nesta aplicação, os níveis de tensão são baixos, permitindo uma elevada frequência de chaveamento e uma boa margem para a localização da frequência de ressonância do filtro, de maneira a evitar estes problemas.

Antes do projeto do filtro algumas condições qualitativas devem ser consideradas [30]:

- 1 – O valor do capacitor afeta o fator de potência de saída do conversor. O capacitor deve ser escolhido de forma que o fator de potência não seja inferior a 0,95.
- 2 – O valor da indutância total do filtro deve ser sempre inferior a 0,1pu, para limitar a queda de tensão no filtro. Caso, contrário será necessário um maior valor de tensão no barramento c.c para compensar essa queda.
- 3 – A frequência de ressonância do filtro LCL , sempre que possível, deve ser superior a 10 vezes a frequência da rede e inferior à metade da frequência de chaveamento.
- 4 – Caso se utilize o resistor de amortecimento deve-se tomar o cuidado para que as perdas sobre ele não comprometam a eficiência do conversor.

Levando-se em consideração estas restrições, parte-se ao projeto do filtro LCL seguindo os seguintes passos:

a) Projeta-se inicialmente o indutor do lado do conversor ( $L_1$ ) que normalmente é maior para atenuar o “ripple” de corrente. Posteriormente, determina-se  $L_2$  em função de  $L_1$  (Equação (4.28)), utilizando o índice de relação entre as indutâncias ( $r$ ).

$$L_2 = rL_1 \quad (4.28)$$

b) Seleciona-se a porcentagem de potência reativa consumida pelo filtro em condições nominais. A constante  $x$  relaciona o capacitor utilizado com a capacitância de base e representa o percentual de potência reativa absorvida em condições nominais. Deve-se lembrar da primeira consideração nesse passo. Calcula-se então o capacitor do filtro de acordo com a Equação (4.29).

$$C = xC_b \quad (4.29)$$

c) A atenuação do “ripple” de corrente desejado deve ser selecionada. A ondulação na frequência de chaveamento pode ser expressa de acordo com a Equação (4.30) [30].

$$\frac{i_{L2}(h_{sw})}{i_{L1}(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + r(1 - ax)|} \quad (4.30)$$

Onde  $a = L_1 C_b \omega_{sw}^2$  é uma constante.

Com um nível de atenuação desejado, é possível retornar à Equação (4.28) considerando um novo valor para  $r$ , porém a segunda condição deve ser analisada novamente. De acordo com a norma IEEE 519 [44], os níveis máximos de distorção harmônica total na forma de onda da corrente, são medidos em função da corrente de curto circuito do sistema e são de 5% no pior caso, onde a corrente de curto circuito é inferior a 20 vezes a corrente nominal do circuito. Porém, para uma melhor qualidade do conversor, é desejado um baixo nível de distorção, mantendo o compromisso com as restrições anteriormente citadas.

d) A frequência de ressonância do filtro deve ser calculada de acordo com a Equação (4.31).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (4.31)$$

A terceira restrição deve ser considerada e o projeto refeito se necessário.

Primeiramente foi feito o cálculo de  $Z_b$  e  $C_b$  para o sistema implementado, encontrando  $25,4\Omega$  para  $Z_b$  e  $104,4\mu F$  para  $C_b$ , considerando uma tensão de  $127V$  eficazes e uma potência ativa de  $635W$ .

Com base no procedimento de projeto descrito, foram projetados 3 filtros LCL, descritos na Tabela 3, onde foram considerados também, 2 filtros LC para comparação de desempenho.

Na Figura 4.10 e na Figura 4.11 são realizadas comparações entre um filtro puramente indutivo, as três topologias de filtros LCL e duas topologias de filtro LC. Foram computados os módulos normalizados em relação ao módulo calculado na frequência fundamental de  $60$  Hz da função de transferência da corrente no indutor  $L_2$  em relação à tensão fornecida pelo inversor para ambos todos os filtros até o  $350^\circ$  harmônico.

Tabela 3. Parâmetros dos filtros LCL e LC propostos.

Filtro	$L_1$	$L_2$	$C$	$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi}$	$r$	$x$	$a$	$\frac{i_{L2}(h_{sw})}{i_{L1}(h_{sw})}$
L	15mH	-	-	-	-	-	-	-
LCL1	3,5mH	500μH	5μF	3402,87Hz	$\frac{1}{7}$	$4,79 \times 10^{-2}$	5760,28	$2,61 \times 10^{-2}$
LCL2	1,5mH	500μH	5μF	3675,53Hz	$\frac{1}{3}$	$4,79 \times 10^{-2}$	2468,70	$2,63 \times 10^{-2}$
LCL3	1,0mH	500μH	3,3μF	4798,70Hz	$\frac{1}{2}$	$3,16 \times 10^{-2}$	1645,83	$4,08 \times 10^{-2}$
LC	1,5mH	-	5μF	-	-	-	-	-
LC2	2,5mH	--	5μF	-	-	-	-	-

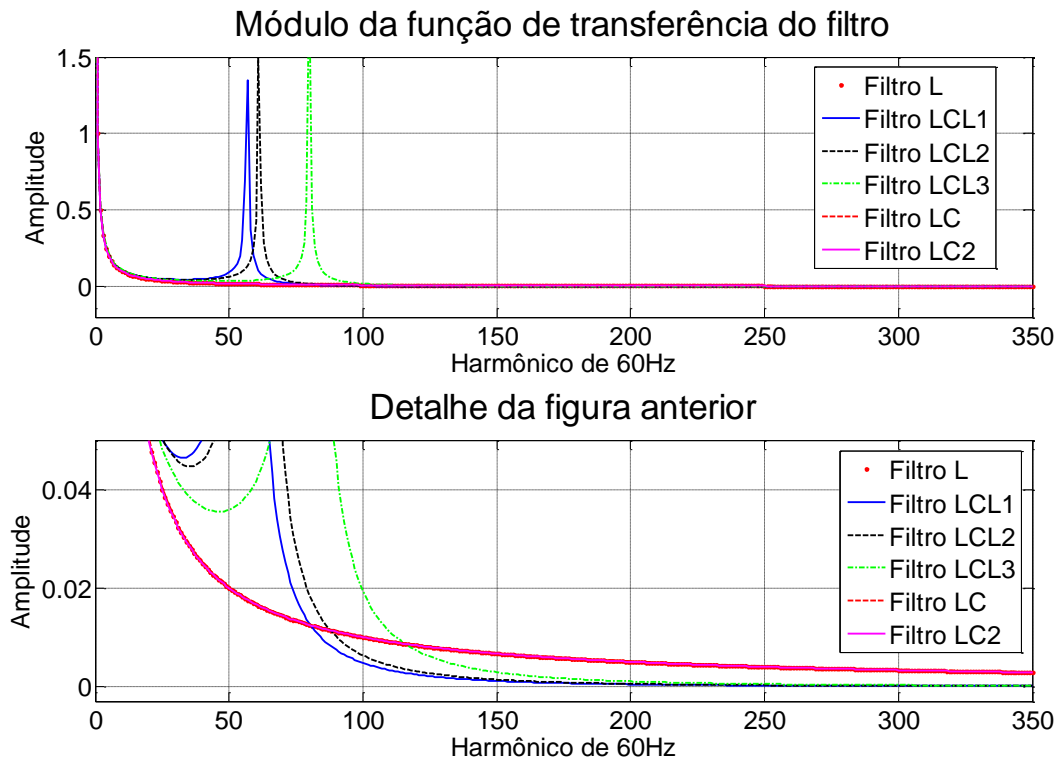


Figura 4.10 - Módulo normalizado da função de transferência que relaciona a corrente entregue à rede c.a. para os filtros L, LC e LCL propostos.

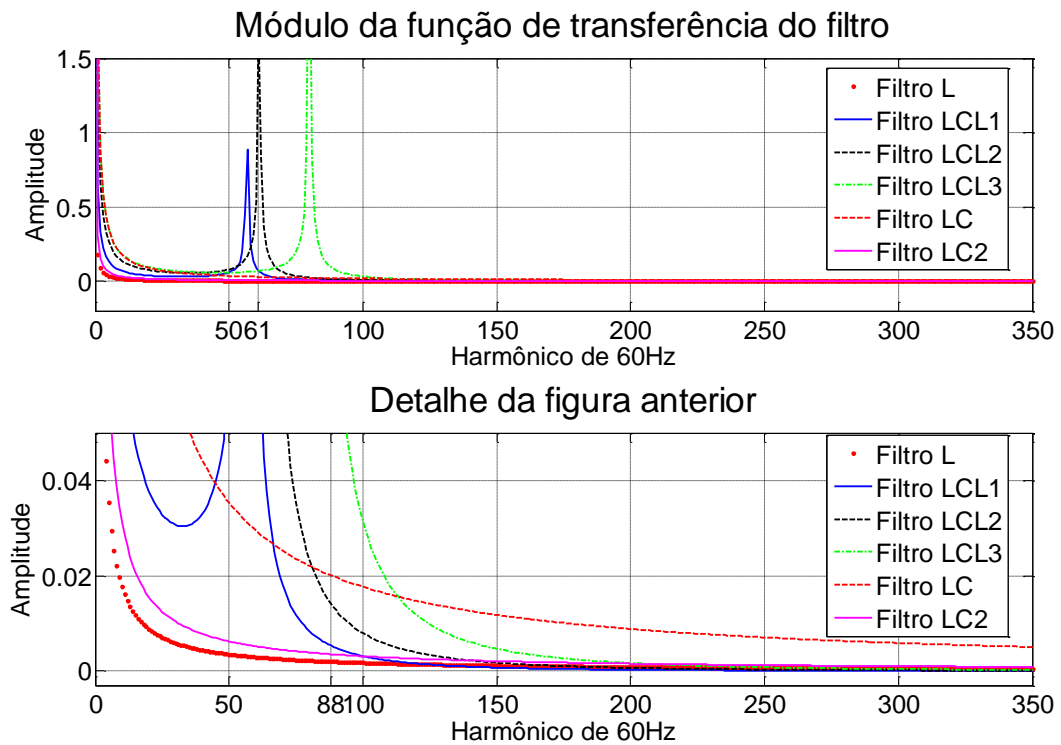


Figura 4.11 - Módulo da função de transferência que relaciona a corrente entregue à rede c.a. para os filtros L, LC e LCL propostos.

No caso de uma montagem para um inversor em meia ponte, seria adotado o filtro LCL2 como atenuação em preto tracejado na Figura 4.10, pois ele apresenta a segunda melhor atenuação e é 2mH menor que o filtro LCL1, em traço azul contínuo, que o superou. As respostas dos filtros LCL1 e LCL2 são semelhantes, porém o segundo apresenta menor custo, volume e peso. Nota-se que o filtro LCL2 possui frequência de ressonância no 61º harmônico da rede, ou seja, em 3721Hz. Percebe-se também que os filtros LCL atenuam mais fortemente que o filtro puramente indutivo as frequências a partir do 88º harmônico, ou seja, 5280 Hz. O filtro LCL é mais eficiente que o filtro indutivo também para frequência de chaveamento que é 19980 Hz, ou seja, o 333º harmônico da frequência de rede. Além disso, o filtro LCL é menos volumoso e de menor custo já que seus dois indutores totalizam apenas 2mH, enquanto que o filtro apenas indutivo de 15 mH seria muito pesado, oneroso e volumoso.

Embora o LC da Tabela 3 tenha apresentado a pior atenuação, como é possível observar na Figura 4.11, ele é suficiente para uma montagem de inversor em ponte completa com modulação PWM senoidal unipolar. Com o PWM unipolar, sobre o indutor, haverá “ripple” com harmônicos da ordem do dobro do índice de modulação em frequência, facilitando a filtragem. Neste caso pode-se dividir um indutor em duas partes montadas no mesmo núcleo para buscar uma simetria e evitar problemas de compatibilidade eletromagnética como mostrado na Figura 4.12. Caso a opção fosse o filtro LCL, o circuito visto por cada braço deveria ser simétrico, sendo necessário um filtro LCL menor em cada braço, elevando muito a quantidade de componentes passivos.

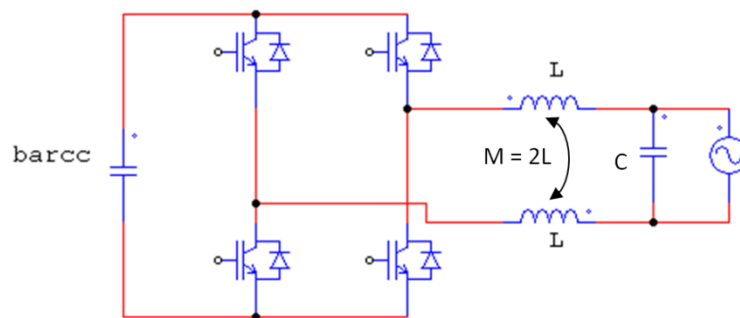


Figura 4.12 - Filtro LC montado na saída do inversor em ponte completa.

## 4.5 Controladores, digitalização e modelagem das malhas de controle dos conversores.

Este projeto consiste em três malhas de controle interligadas, sendo uma para controlar a corrente drenada da bateria, uma para a tensão no barramento c.c. e outra para a corrente

entregue à rede c.a.. Para o projeto dos controladores é necessário a modelagem do sistema. Para que a implementação seja fiel às simulações, é necessária uma boa discretização do sistema. A implementação do controle digital se dará em um DSP da Texas Instruments®, modelo TMS320F2812.

#### 4.5.1 Projeto do controlador para a malha de controle da corrente de entrada

De acordo com o modelo realizado, a função de transferência que relaciona a corrente de entrada do conversor Push-Pull com a razão cíclica (D) é ilustrada na Equação (4.32).

$$G_{id} = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{1,584 \times 10^4 s + 3,162 \times 10^5}{s^2 + 93,37s + 8305} \quad (4.32)$$

O sistema em malha aberta apresenta a resposta em frequência mostrada na Figura 4.13, com margem de fase 90° e banda passante de 50kHz, já se considerando que o ganho do modulador PWM é de 20 que é a relação entre a amplitude da tensão de entrada e da portadora do modulador PWM.

Devido ao fato de o sistema apresentar margem de ganho infinita e uma grande margem de fase (maior que 90°), apenas um controlador tipo proporcional seria suficiente para o controle. Também é necessário que a malha de controle compensada apresente uma menor banda passante para evitar problemas com o “ripple” de chaveamento. Porém, para evitar erro em regime permanente e obter melhor resposta dinâmica às variações de referência, optou-se por um PI, mostrado na Equação (4.33).

$$G_c = \frac{0.05s + 18.22}{s} \quad (4.33)$$

A resposta em frequência da função da malha compensada pode ser visualizada na Figura 4.14.

A margem de fase apresentada (88,9°) é bem superior aos 50° desejados, adicionando grande robustez ao controle, além do fato de a margem de ganho continuar sendo infinita. O controlador PI adiciona grande ganho a baixas frequências o que, em malha fechada, eleva a rejeição a distúrbios de baixa frequência. A banda passante acima de 2.5kHz garante uma rápida resposta dinâmica ao sistema, que pode ser percebida através de variações em degrau na referência, como pode ser observado na Figura 4.15, e também evita problemas na frequência de chaveamento que é 19980Hz.

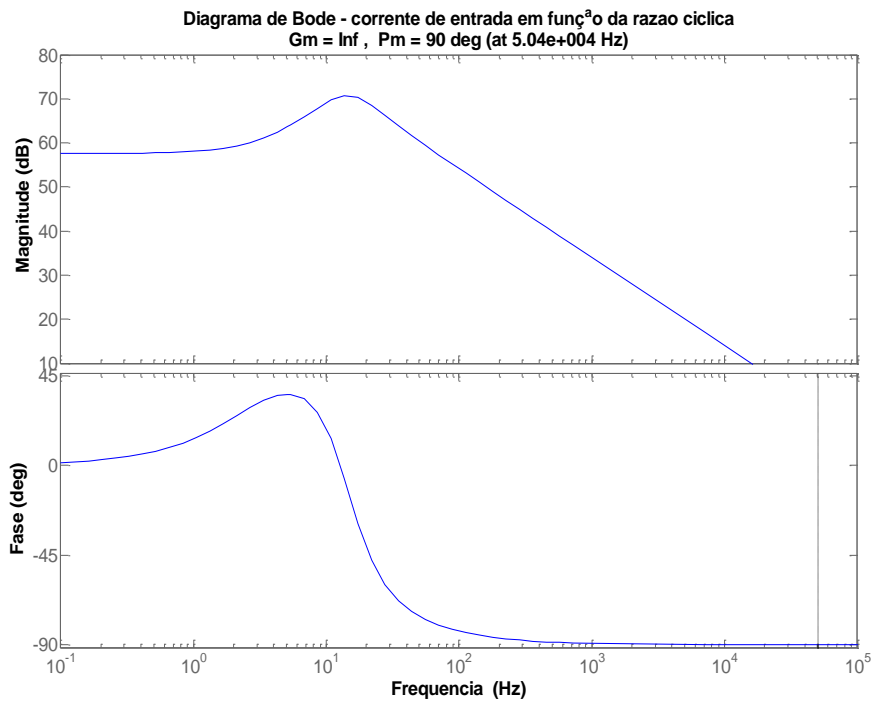


Figura 4.13 - Resposta em frequência para a função  $G_{id}$  do conversor Push-Pull.

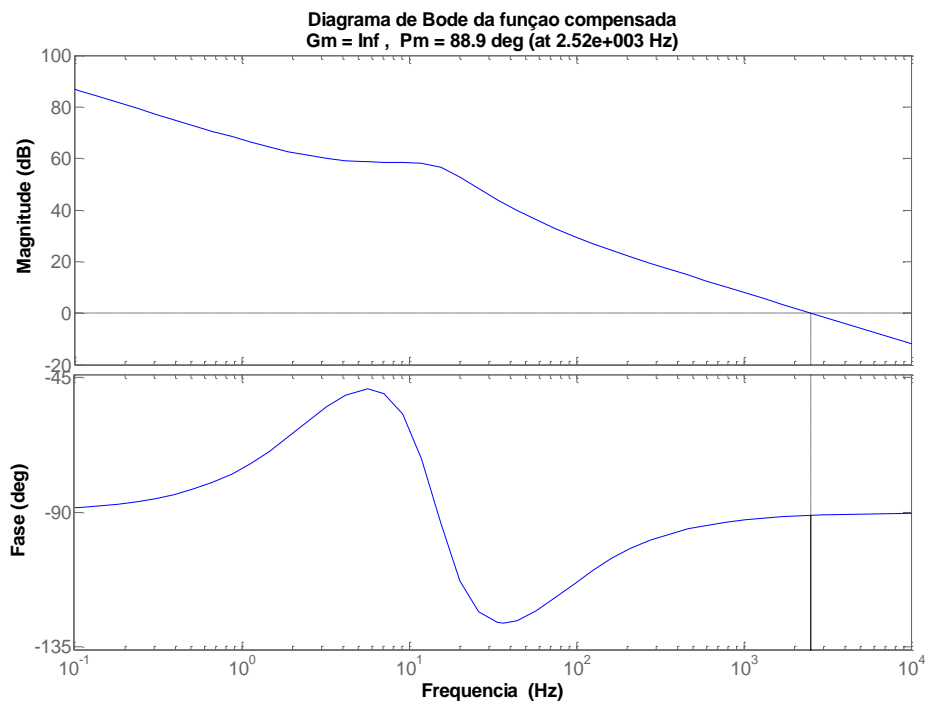


Figura 4.14 - Resposta em frequência para a função  $G_{id}$  do conversor Push-Pull compensada.

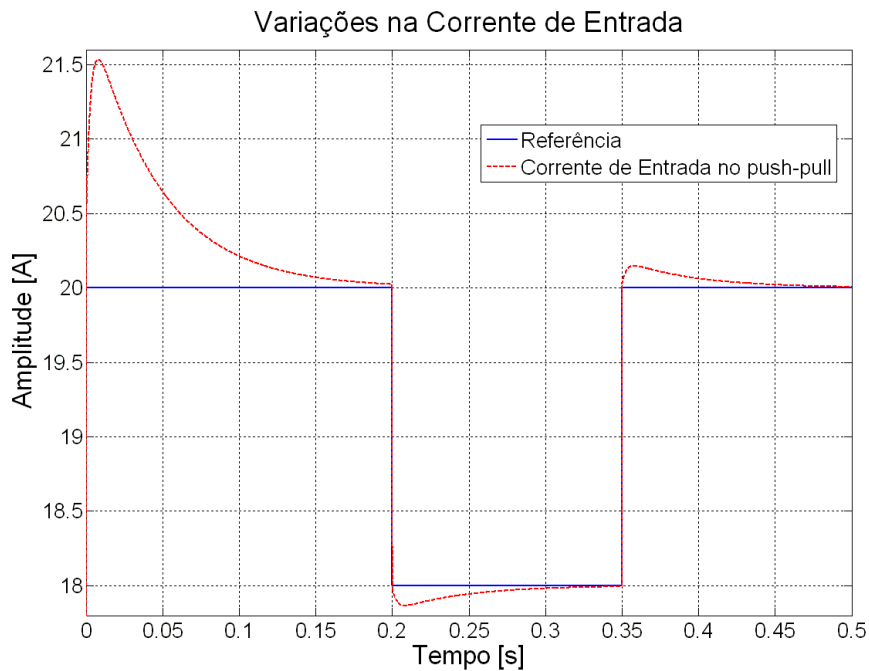


Figura 4.15-Resposta a uma variação em degrau na corrente de entrada do conversor Push-Pull.

#### 4.5.2 Modelagem por função de transferência do estágio de saída do inversor

É necessário realizar a modelagem do estágio de saída do inversor, para se chegar a uma função de transferência e, posteriormente, realizar o projeto de um controlador a partir da margem de fase e banda passante desejados.

Para a carga eletrônica regenerativa, foi realizada a modelagem do estágio de saída com um inversor seguido de um filtro de terceira ordem, montado na topologia LCL para melhor eficiência na filtragem de “*ripple*” de corrente, mesmo com menor dimensão dos indutores. O filtro de terceira ordem não foi montado, porém é interessante o seu estudo principalmente caso seja posteriormente avaliada a possibilidade de se utilizar um inversor em meia ponte no estágio de saída. Para a realização desta modelagem, partiu-se da topologia do circuito e das Equações Diferenciais em cada elemento armazenador de energia de acordo com o procedimento ilustrado a seguir.

Para a modelagem do filtro LCL, a resistência  $r_{se}$  (resistência série equivalente) do capacitor foi desprezada, porém as resistências dos indutores tiveram o seu valor representado, já que elas apresentarão valores consideráveis, independentemente da técnica construtiva dos indutores empregada como mostra a Figura 4.16. Para a modelagem, foram utilizadas as Equações de Estado (4.34) a (4.37).

A corrente no indutor  $L_1$  é influenciada por duas entradas. A primeira é a tensão do inversor que é possível de ser controlada através de uma malha de controle como a apresentada na Figura 4.17 para a corrente entregue à rede c.a.. A outra entrada é a tensão da rede que atua como uma perturbação no processo de controle.

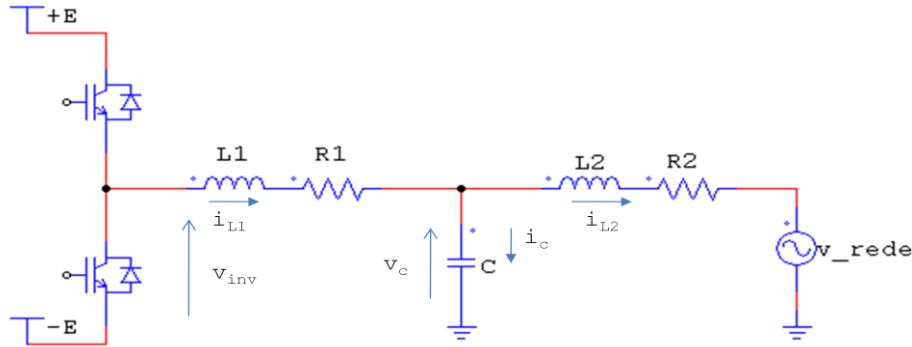


Figura 4.16 - Inversor Conectado à rede através de filtro LCL.

$$v_{inv} = v_c + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + R_1 i_{L1} \quad (4.34)$$

$$v_c = v_{rede} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + R_2 i_{L2} \quad (4.35)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_c = i_{L1} - i_{L2} \quad (4.36)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_c}{C} = \frac{i_{L1} - i_{L2}}{C} \quad (4.37)$$

Como a variável a ser controlada na malha de saída é a corrente no indutor  $L_1$ , devido ao posicionamento do sensor de corrente, o conhecimento função de transferência expressa na Equação (4.38) permite a construção da malha de controle da Figura 4.17 e o projeto do seu controlador.

$$\frac{I_{L1}(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{s^2 C L_2 + s C R_2 + 1}{s^2 C (R_1 L_2 + L_1 R_2) + s (L_1 + L_2 + C R_1 R_2) + R_1 + R_2} \quad (4.38)$$



Figura 4.17 - Malha de controle para a corrente entregue à rede c.a.

O diagrama de blocos da Figura 4.17 está representa o controlador PI e o ganho do modulador SPWM, seguidos da função de transferência para a corrente do indutor  $L_1$  em função da tensão gerada pelo comando do inversor. Vale notar que a forma de onda da corrente de do indutor  $L_1$  depende também da tensão da rede que atua como uma perturbação na malha, já que seu efeito não pode ser controlado.

A corrente de referência da malha de controle da Figura 4.17 é senoidal e depende da potência drenada pela carga eletrônica e da malha de controle de tensão no barramento c.c., pois sua amplitude é fornecida pelo controlador da malha de tensão do barramento c.c..

De posse da função de transferência da corrente no indutor  $L_1$  em relação à tensão no inversor, é possível realizar o projeto de um controlador com margem de fase e banda passante pré-estabelecidos. É interessante que o controlador apresente uma margem de fase de  $45^\circ$  a  $60^\circ$  [7] e que tenha uma banda passante entre 1,8kHz e 5kHz. A margem de fase elevada é interessante para garantir a estabilidade da malha de controle. Deseja-se que a frequência de “*crossover*” esteja posicionada entre 1800 e 5000Hz, faixa onde se sabe que o modelo é válido e não se tem problemas de estabilidade em baixas e altas frequências. É desejável que a banda passante seja o mais alta possível, para possibilitar respostas dinâmicas mais rápidas, porém deve ser respeitada a faixa de frequências onde o modelo é válido.

Como estas especificações, a função de transferência da malha de saída e dos parâmetros do filtro LCL anteriormente projetado, foi realizado o projeto do controlador PI.

Os parâmetros do filtro LCL escolhido dentre os projetados para o inversor monofásico em meia ponte foram como mostrado no filtro LCL2 da Tabela 3:

$$L_1 = 1,5 \text{ mH}, L_2 = 500\mu\text{H}, R_1 = 0,15\Omega, R_2 = 0,1\Omega$$

Utilizando estes parâmetros e substituindo-se na Equação (4.38), se obtém a Equação (4.39).

$$\frac{I_{L1}(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{2,5 \times 10^{-9} s^2 + 7,5 \times 10^{-7} s + 1}{3,75 \times 10^{-12} s^3 + 1,375 \times 10^{-9} s^2 + 0,002 s + 0,25} \quad (4.39)$$

Com base nesta função de transferência é possível realizar o projeto de um controlador que permita obter a banda passante e margem de fase desejada. A Figura 4.18 mostra o diagrama de bode para a função de transferência em uma malha que possui o ganho GPWM incorporado. Para o projeto do controlador, adotou-se que a amplitude da portadora do modulador PWM senoidal é de 10V e que a tensão no barramento c.c. máxima é de 250V, resultando em um ganho GPWM de 25, no caso de uma implementação analógica.

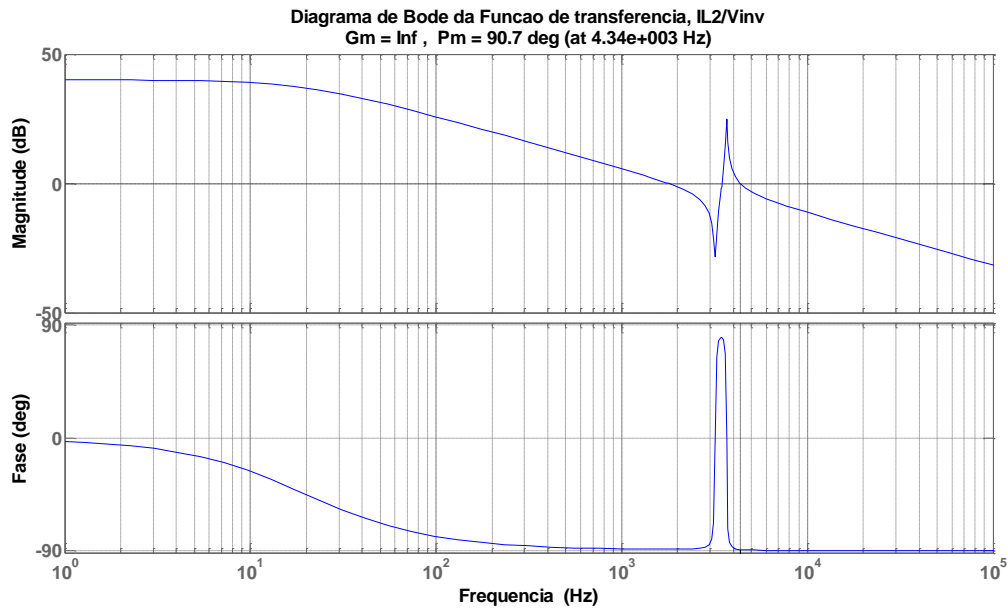


Figura 4.18 - Diagrama de bode para a função de transferência da corrente no indutor  $L_1$  em relação à tensão gerada pelo inversor.

Nota-se pela análise do diagrama de bode da Figura 4.18, que a função de transferência da corrente no indutor, juntamente com o ganho PWM, apresenta uma margem de fase maior que o desejado. A margem de ganho é infinita, porém é necessário aumentar a sua banda passante, para evitar que a componente do sinal de 60Hz não seja atenuada. Com uma banda passante de cerca de 1,2kHz (a Figura 4.18 indica 4,34kHz devido à ressonância ocorrida) e uma margem de ganho infinita, um controlador proporcional seria suficiente, aumentando um pouco a banda passante. A malha da corrente de saída interna à malha de tensão no barramento c.c. e deve ser rápida. É recomendado que a malha interna seja pelo menos cinco vezes mais lenta para evitar instabilidade. Foi projetado um controlador PI para garantir erro nulo em regime permanente, elevar a rejeição a distúrbios de baixas frequências e aumentar a banda passante, apresentando a função de transferência expressa na Equação (4.39).

$$G_c(s) = \frac{1,5s + 1,696 \times 10^4}{s} \quad (4.40)$$

O compensador adiciona um ganho em baixas frequências e também um atraso de fase de  $90^\circ$  como mostra a Figura 4.19. O controlador irá adicionar um ganho em regime permanente de pouco mais de 3dB que resulta em um ganho de 1,5. Será adicionado um ganho em baixas frequências que implicará em uma forte rejeição de distúrbios nesta região do espectro em malha fechada.

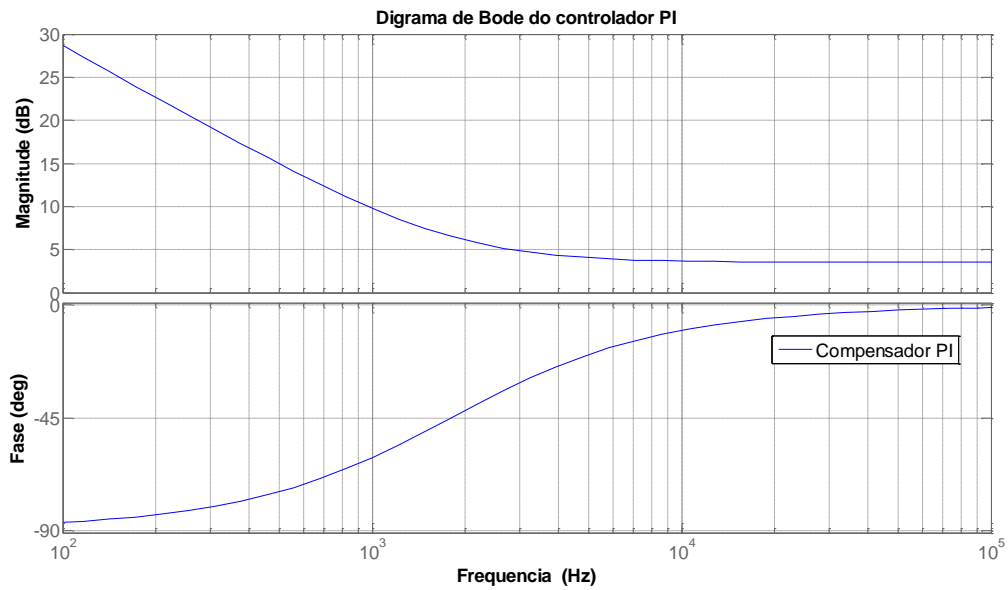


Figura 4.19 - Resposta em frequência para o controlador da malha de controle da corrente entregue à rede c.a.

A Figura 4.20 mostra a resposta em frequência da função de transferência da malha que compreende o produto da função de transferência e o compensador. A margem de fase obtida está dentro do procurado ( $56,2^\circ$ ) e a frequência de “crossover” também, assumindo o valor de 2540 Hz.

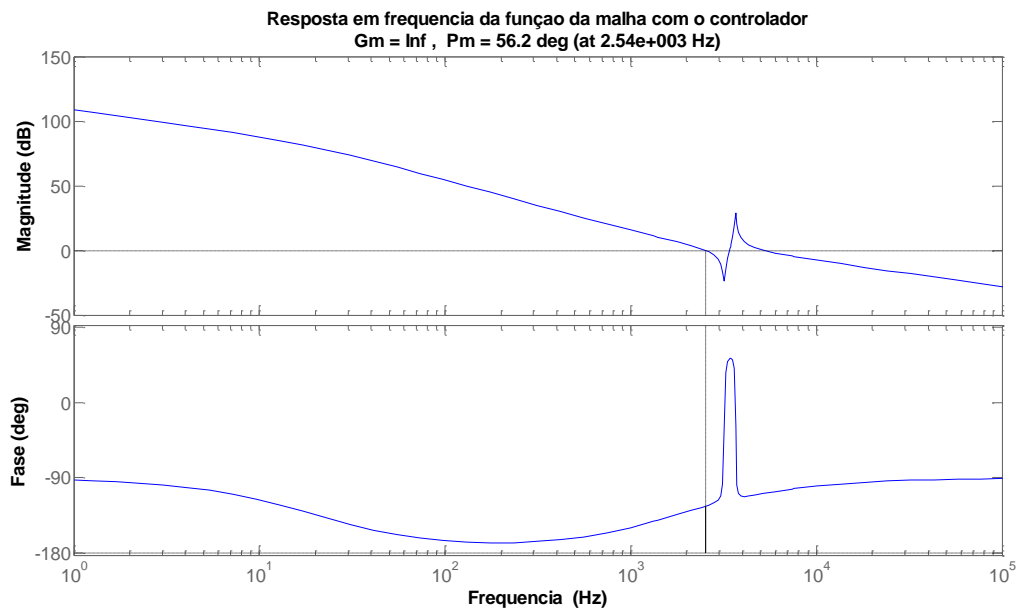


Figura 4.20 - Resposta em frequência da função de transferência da malha de controle da corrente injetada na rede.

Como ambos os requisitos do projeto foram alcançados, foram realizadas simulações utilizando o controlador e as funções de transferência da corrente do indutor  $L_1$  em relação à tensão imposta pelo inversor e também em função de transferência em relação à tensão da

rede. A função de transferência da corrente no indutor  $L_1$  em relação à rede é exibida na Equação (4.40).

$$\frac{I_{L1}(s)}{V_{rede}(s)} = \frac{1}{s^3 CL_1 L_2 + s^2 C(R_1 L_2 + L_1 R_2) + s(L_1 + L_2 + CR_1 R_2) + R_1 + R_2} \quad (4.41)$$

Substituindo-se os valores dos parâmetros do filtro LCL escolhido, chega-se a função de transferência da Equação (4.41).

$$\frac{I_{L1}(s)}{V_{rede}(s)} = \frac{1}{3,75 \times 10^{-12} s^3 + 1,375 \times 10^{-9} s^2 + 0,002 s + 0,25} \quad (4.42)$$

De posse destes dados é possível realizar uma simulação com uma referência senoidal, porém é interessante observar a resposta para a corrente no indutor  $L_2$  que é a corrente que será realmente entregue à rede c.a.. Para isso, é necessário obter as funções de transferência para esta corrente. Novamente, o desenvolvimento é realizado através de análise da Figura 4.16. E obtenção das Equações de (4.43) a (4.46).

$$i_{L1} = \frac{v_{inv} - v_c}{sL_1 + R_1} \quad (4.43)$$

$$i_{L2} = \frac{v_c - v_{rede}}{sL_2 + R_2} \quad (4.44)$$

$$i_c = i_{L1} - i_{L2} \quad (4.45)$$

$$v_c = \frac{1}{sC}(i_{L1} - i_{L2}) \quad (4.46)$$

Após o desenvolvimento, se obtém as funções de transferência em relação ao indutor  $L_2$ , que podem ser visualizadas nas Equações (4.47) e (4.48).

$$\frac{I_{L2}(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{s^3 CL_1 L_2 + s^2 C(R_1 L_2 + L_1 R_2) + s(L_1 + L_2 + CR_1 R_2) + R_1 + R_2} \quad (4.47)$$

$$\frac{I_{L2}(s)}{V_{rede}(s)} = \frac{s^2 CL_1 + sCR_1 + 1}{s^3 CL_1 L_2 + s^2 C(R_1 L_2 + L_1 R_2) + s(L_1 + L_2 + CR_1 R_2) + R_1 + R_2} \quad (4.48)$$

A função de transferência da corrente no indutor  $L_2$  em relação à tensão do inversor é idêntica a função de transferência do indutor  $L_1$  em relação à tensão da rede. A função de transferência da corrente no indutor  $L_2$  em relação à rede também se assemelha com a função de transferência do indutor  $L_1$  em relação à tensão do inversor, porém os elementos que compõem o numerador são ligeiramente distintos. Estas semelhanças existem em função da simetria da topologia de filtro proposta. Substituindo-se os valores numéricos do filtro utilizado, chega-se às Equações (4.49) e (4.50).

$$\frac{I_{L2}(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{3,75 \times 10^{-12} s^3 + 1,375 \times 10^{-9} s^2 + 0,002 s + 0,25} = G1(s) \quad (4.49)$$

$$\frac{I_{L2}(s)}{V_{rede}(s)} = \frac{7,5 \times 10^{-9} s^2 + 5 \times 10^{-7} s + 1}{3,75 \times 10^{-12} s^3 + 1,375 \times 10^{-9} s^2 + 0,002 s + 0,25} = G2(s) \quad (4.50)$$

A corrente no indutor  $L_2$  é obtida de acordo com a Equação (4.51).

$$I_{L2}(s) = G1(s)V_{inv}(s) - G2(s)V_{inv}(s) \quad (4.51)$$

Foi realizada uma simulação no Simulink® para avaliar a dinâmica de controle da corrente de saída. A entrada do circuito de simulação foi uma corrente senoidal com amplitude variando em degrau de 3 a 10A. Esta variação em degrau corresponde a potências de 264,5 a 881,9 W, faixa na qual está incluída inicialmente a carga eletrônica projetada neste trabalho (635W). Deseja-se que o controlador permita que a saída acompanhe a trajetória da referência e que tenha bom desempenho ao degrau de amplitude, apresentando sempre uma saída entre 10 e -10 que serão os limites de saturação para o controlador na prática.

A Figura 4.21 ilustra a simulação, onde é possível observar a estrutura de blocos com a finalidade de gerar o degrau de amplitude e dois osciloscópios. O osciloscópio superior, recebe o sinal de referência, a saída da corrente no indutor  $L_1$  e a saída do controlador. Já o osciloscópio inferior, recebe a corrente entregue à rede e a tensão da rede. Os resultados de simulação são mostrados na Figura 4.22 e na Figura 4.23.

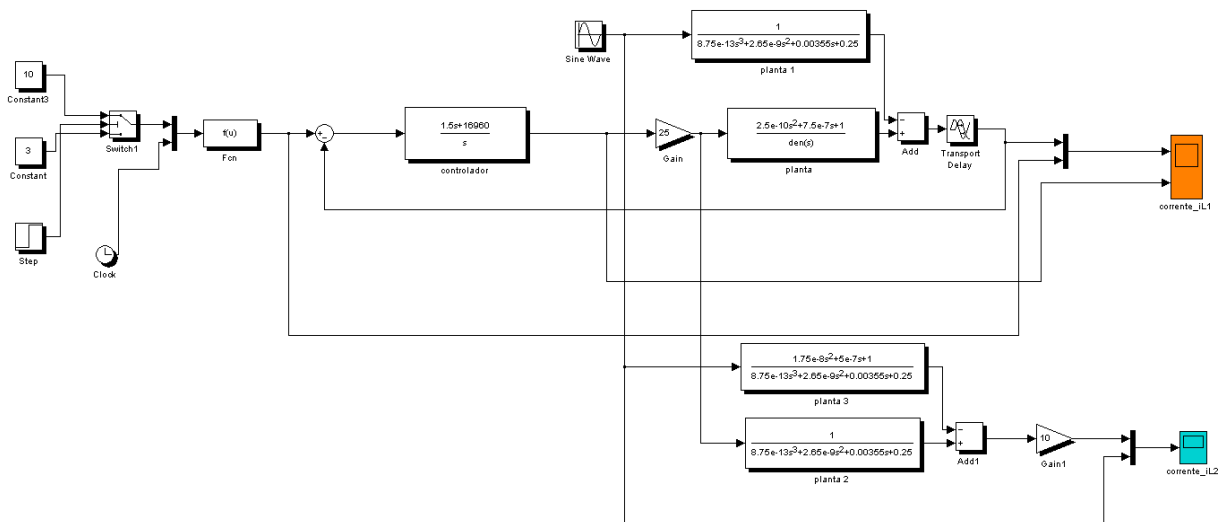


Figura 4.21 - Simulação da malha de controle para a corrente entregue à rede c.a.

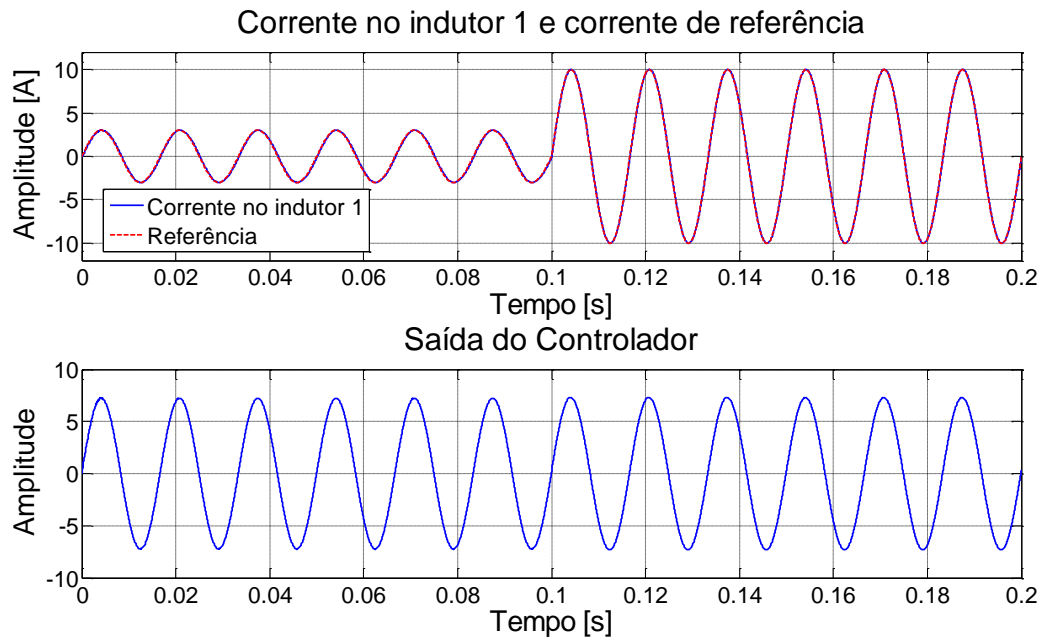


Figura 4.22 - Gráfico 1: corrente entregue a rede c.a. e referência. Gráfico 2: saída do controlador.

Analisando a Figura 4.22 é possível notar que o sistema com o controlador projetado respondeu bem ao degrau de amplitude de 3 a 10. A resposta do sistema acompanhou a referência e a saída do controlador permaneceu dentro do limite estabelecido sem atingir a saturação.

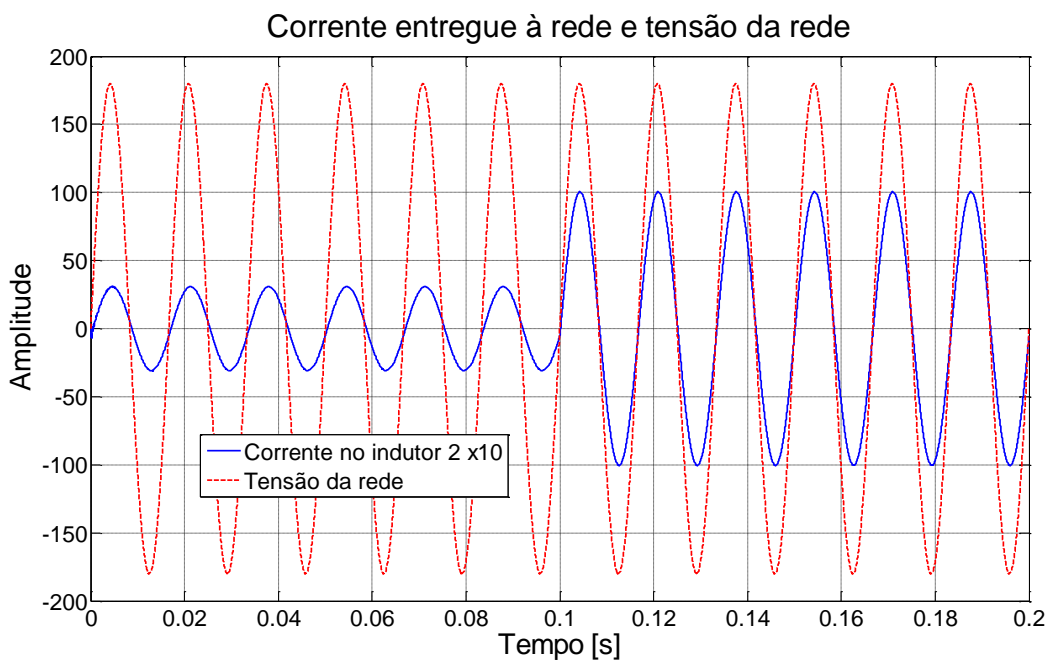


Figura 4.23 - Corrente entregue a rede c.a. x 20 e tensão da rede.

A Figura 4.23 mostra a corrente no indutor  $L_2$  sobreposta à tensão da rede e percebe-se que o fator de potência é maior para maiores amplitudes de corrente e que para a amplitude de 3A existe uma defasagem considerável, já que a potência reativa drenada pelos elementos passivos do filtro é apreciável se comparada à potência ativa devolvida à rede c.a.

#### 4.5.3 Modelagem por função de transferência da malha de controle de tensão do barramento c.c.

O controle de tensão no barramento c.c. é de responsabilidade do inversor do estágio de saída. Porém, já foi visto que uma parcela não controlada da tensão no barramento c.c. é gerada em função do controle da corrente drenada da bateria.

Para a análise do controle de tensão no barramento c.c. considerou-se a malha de controle da corrente injetada na rede c.a. como mostrado na Figura 4.17, porém apenas em amplitude. Além disso, procurou-se também manter a banda passante da malha de controle da tensão muito inferior a banda passante da malha de controle da rede, para que a dinâmica da malha interna pudesse ser desprezada no projeto da malha externa de tensão.

A Figura 4.24 mostra a malha de controle de tensão no barramento c.c. cujo controlador será projetado após o controlador da malha de corrente c.a.. Nesta figura:  $I_B$  representa a corrente colocada no barramento c.c. pelo conversor Push-Pull de entrada;  $I_c$  representa a corrente do banco capacitivo;  $I_{inv}$  representa a corrente fornecida pelo barramento c.c. ao inversor; e  $(m_a/2)$  é a constante que representa a malha interna de controle da corrente injetada na rede c.a. [35], que possui dinâmica muito mais rápida que a malha de tensão. A constante  $m_a$  é o índice de modulação em amplitude do inversor.

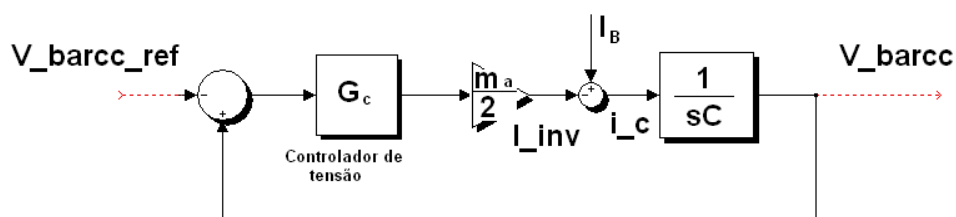


Figura 4.24 -Simulação do Controle de tensão no barramento c.c. após o controle da corrente de saída.

Antes da modelagem da malha de controle da tensão, será descrito rapidamente o projeto do controlador empregado na malha de controle da corrente fornecida á rede. Essa descrição se justifica pelo fato da malha de corrente da rede ser uma malha interna à malha de tensão e sua banda passante ser de extrema importância para a estabilidade da malha de controle de tensão. A malha de controle da corrente injetada na rede c.a. depende diretamente

do filtro indutivo utilizado. Neste trabalho foi empregado experimentalmente um filtro LC, como mostrado na Figura 4.12, com  $L = 3\text{mH}$  e  $C = 10\mu\text{F}$ . A resistência interna do indutor foi considerada  $0,1\Omega$  e a corrente do indutor em função da tensão imposta pelo inversor apresentou a função da transferência mostrada na Equação (4.52). O capacitor não entra neste modelo pelo fato de estar em paralelo com a rede.

$$\frac{I_L(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{0,003 s + 0,1} \quad (4.52)$$

Para a malha de corrente interna, a resposta em frequência sem controlador, com um ganho GPWM = 20 pode ser vista na Figura 4.25.

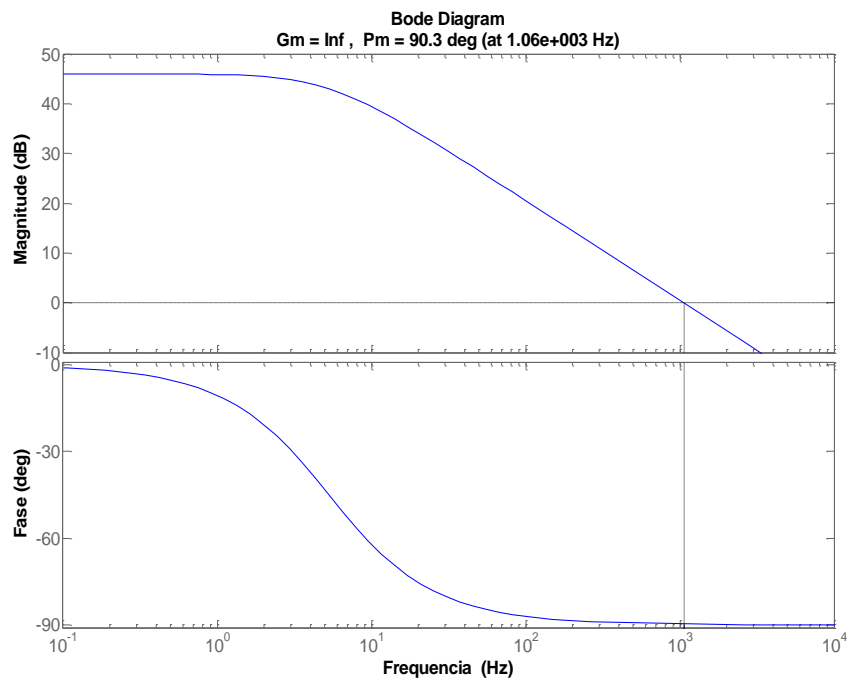


Figura 4.25 -Diagrama de bode da malha de controle da corrente entregue à rede c.a. para um filtro LC.

O sistema apresenta margem de fase superior ao desejado, banda passante superior a 10 vezes a frequência da rede além de margem de ganho infinita, sendo apenas um controlador proporcional suficiente para o controle. Porém, para garantir erro nulo em regime permanente, optou-se por um controlador PI. O controlador projetado e testado em simulações apresentou a função de transferência da Equação (4.53).

$$G_c = \frac{1.5 s + 18220}{s} \quad (4.53)$$

A função da malha compensada apresentou a resposta em frequência ilustrada na Figura 4.26.

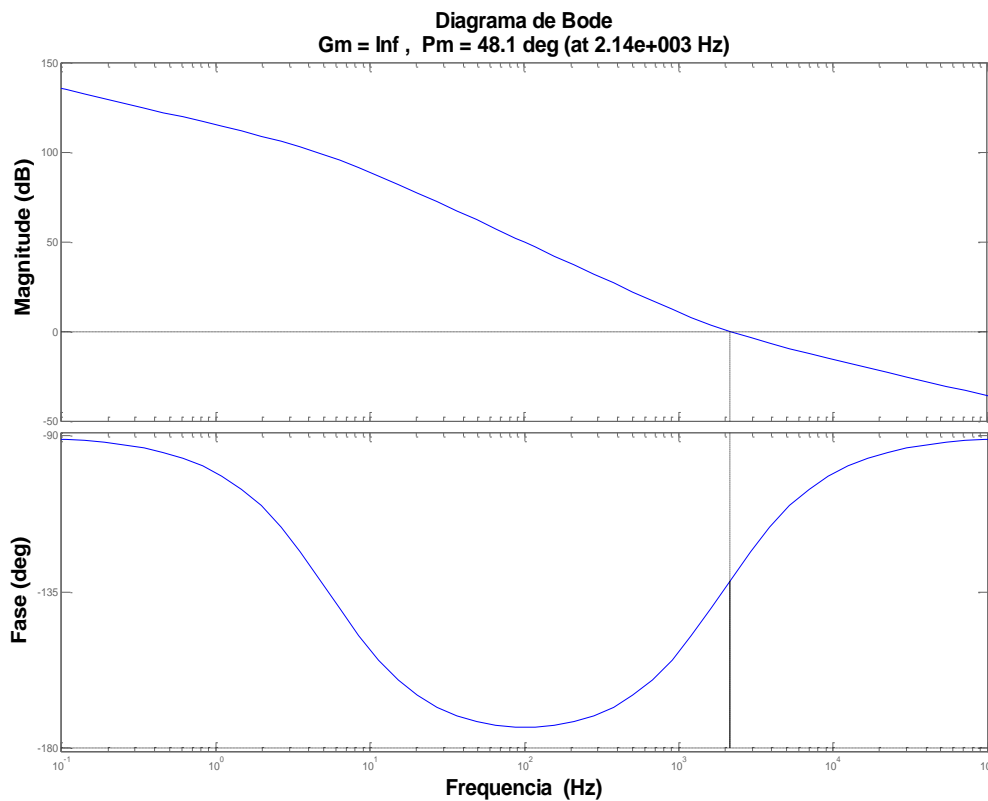


Figura 4.26 -Diagrama de bode da função de malha aberta para a corrente entregue à rede c.a.

A margem de ganho continua infinita e a margem de fase é superior a 45° adicionando boa robustez ao controle. A banda passante de cerca de 2kHz permite boa resposta dinâmica e está distante da frequência de chaveamento. Além disso, a banda passante de 2kHz permite que a malha externa de tensão no barramento c.c. seja projetada com uma banda passante pelo menos cinco vezes menor, e não seja demasiadamente lenta.

Uma vez projetado o controlador para a malha de corrente, pode-se calcular a função de transferência para a malha de tensão do barramento c.c. mostrada na Equação (4.54).

$$bar\_cc\_func\_malha = \frac{0,0449}{0,001 s} \quad (4.54)$$

A função não compensada apresenta a resposta em frequência mostrada na Figura 4.27, apresentando margem de fase de 90° e margem de ganho infinita de forma que apenas um controlador proporcional seria suficiente para o controle. Porém, para garantir rejeição de distúrbios em baixas frequências, erro nulo em regime permanente e atenuação de distúrbios em altas frequências, foi adotado um compensador do tipo 2 [7].

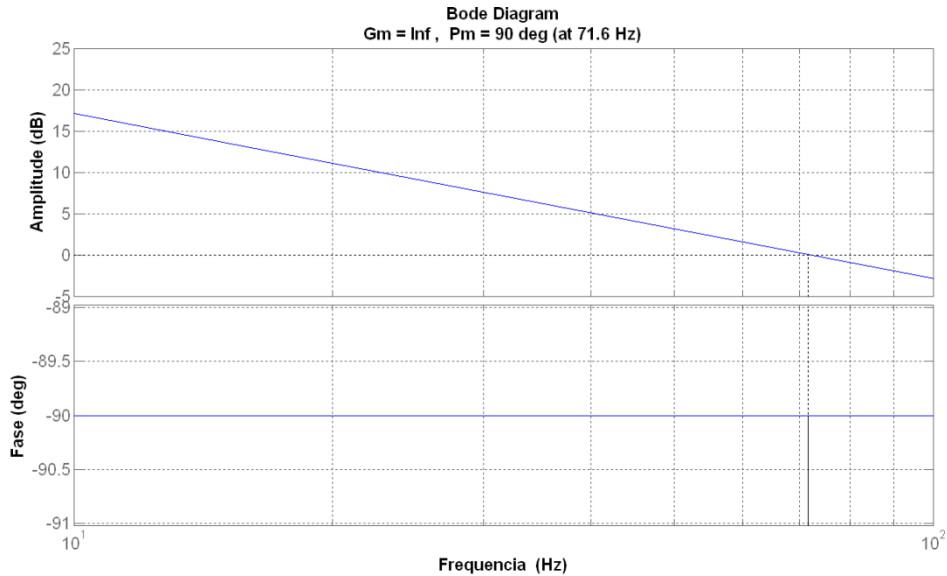


Figura 4.27 -Resposta em frequência para a função de malha aberta para o controle da tensão do barramento c.c.

O controlador utilizado para a malha de controle da tensão do barramento c.c. é de segunda ordem composto por um PI e um filtro passa baixas e possui a característica de ganho constante em uma faixa do espectro e um avanço de fase nesta faixa. O compensador tipo II é mostrado na Equação (4.55).

$$G_c = \frac{339,6s + 3,536 \times 10^4}{s^2 + 606,8s} \quad (4.55)$$

A resposta em frequência para a função compensada da malha e do compensador podem ser visualizada na Figura 4.28.

Pode-se observar que um maior ganho a baixas frequências que indicará forte rejeição a distúrbios nesta faixa do espectro. A banda passante resultante de 40Hz é 50 vezes menor que a da malha de corrente c.a., fazendo com que a dinâmica da malha interna seja imperceptível ao controle de tensão no barramento c.c.. O distúrbio de 120Hz existente devido ao balanço de energia realizado pelo capacitor entre os fornecimentos de potência c.c. na entrada e c.a. na saída está fora da banda passante indicando que não será fortemente atenuado em malha fechada. Para resolver este problema existem algumas alternativas como: aumentar o valor do capacitor do barramento c.c. para minimizar as ondulações de tensão ou utilizar um controlador repetitivo que injete o oposto do distúrbio de 120Hz de forma a eliminá-lo [11].

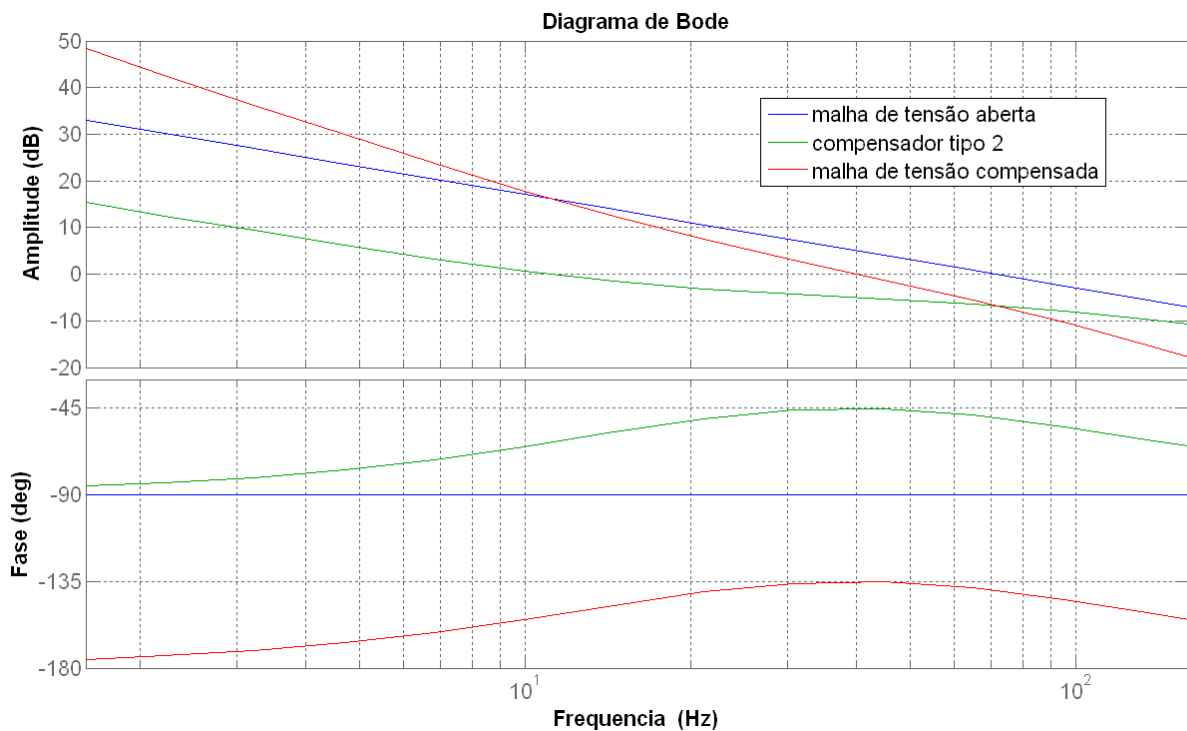


Figura 4.28 - Resposta em frequência da função de malha do barramento c.c. compensada. Na malha compensada tem-se uma banda passante de 40Hz e uma margem de fase de 45°.

#### 4.5.5 Discretização das malhas de controle

A discretização das malhas foi realizada para a implementação digital em DSP. A amostragem foi realizada com dobro da frequência de chaveamento, ou seja a 39960Hz.

A técnica utilizada para a discretização do sistema foi o amostrador de ordem zero, também conhecido como resposta invariante ao degrau, pois mantém a resposta ao degrau da função de transferência de tempo contínuo, porém não mantém a mesma resposta ao impulso e em frequência.

O método do amostrador de ordem zero consiste em inserir, em série com a função a ser discretizada o termo  $\tau$  mostrado na Equação (4.56) antes da aplicação da transformada z.

$$\tau = \frac{1 - e^{-T_s}}{s} \quad (4.56)$$

O  $\tau$  representa o retardo inserido pelo processo de amostragem e  $T_s$  representa o período de amostragem.

Assim, dada uma função de transferência  $G(s)$ , utilizando-se o amostrador de ordem zero para a discretização, a função discretizada  $G(z)$ , é mostrada na Equação (4.57).

$$G(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_s}}{s} G(s) \right\} \quad (4.57)$$

Onde o argumento  $Z\{\}$  representa a transformada  $Z$ .

Para o emprego desta técnica, foi utilizada a função `c2d` do software `MatLab`<sup>®</sup>, que recebe a função de transferência no domínio contínuo, o período de amostragem e a técnica de discretização e retorna a função no domínio discreto. A primeira função discretizada foi a função de transferência para a corrente do indutor  $L_1$  em relação à tensão gerada pelo inversor mostrada na Equação (4.58).

$$\frac{I_{L1}(z)}{V_{inv}(z)} = \frac{0,01644 z^2 - 0,02871z + 0,01632}{z^3 - 2,667 z^2 + 2,659 z - 0,9909} \quad (4.58)$$

Posteriormente, foram discretizadas as funções de transferência para a corrente no indutor  $L_1$  em relação à rede c.a. que é idêntica a função de transferência da corrente no indutor  $L_2$  em relação à tensão no inversor como mostra a Equação (4.59).

$$\frac{I_{L2}(z)}{V_{inv}(z)} = \frac{I_{L1}(z)}{V_{rede}(z)} = \frac{0,0006834 z^2 + 0,002682 z + 0,0006803}{z^3 - 2,667 z^2 + 2,659 z - 0,9909} \quad (4.59)$$

Por fim, foi discretizada a função de transferência para o indutor  $L_2$  em relação à rede c.a exibida na Equação (4.60).

$$\frac{I_{L2}(z)}{V_{rede}(z)} = \frac{0,04782 z^2 - 0,09151s + 0,04774}{z^3 - 2,667 z^2 + 2,659 z - 0,9909} \quad (4.60)$$

Para os controladores, foi preciso analisar a maneira em que os softwares de simulação utilizados, `MatLab`<sup>®</sup> e `PSpice`<sup>®</sup> implementam os seus controladores. Para assim realizar a discretização da função de transferência do controlador. Para implementação dos controladores em `PSpice`<sup>®</sup> foi utilizado um bloco que se comporta de maneira semelhante ao PI do `MatLab`<sup>®</sup>. Para o procedimento de discretização do controlador PI, é necessário esboçar e relacionar as funções de transferência para o PI em tempo contínuo, o PI discreto convencional e o PI discreto implementado pelo bloco disponível na ferramenta `Simulink`<sup>®</sup> integrada ao `MatLab`<sup>®</sup>.

$$PI - continuo = K \left( 1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (4.61)$$

$$PI - discreto convencional = \frac{q_0 z + q_1}{z - 1} \quad (4.62)$$

$$PI - matlab = \frac{K_p z + (K_i T_s - K_p)}{z - 1} \quad (4.63)$$

Nas Equações (4.61) a (4.63),  $K$ ,  $q_0$ ,  $q_1$ ,  $K_p$  e  $K_i$ , são parâmetros dos controladores projetados e  $T_s$  é o período de amostragem definido para a discretização. Para obter a função de transferência do PI convencional, faz-se a transformação exibida na Equação (4.64).

$$\frac{1}{s} = \frac{T_s}{1 - z^{-1}} \quad (4.64)$$

Desta maneira, as constantes  $q_0$  e  $q_1$  podem ser escritas em função das constantes do controlador PI contínuo como exibem as Equações (4.65) e (4.66).

$$q_0 = K \left( 1 + \frac{T_s}{T_i} \right) \quad (4.65)$$

$$q_1 = -K \quad (4.66)$$

Por fim, os PI's discretos devem ser iguais, portanto as constantes do bloco do MatLab<sup>®</sup> podem ser escritas em função do PI discreto convencional e dos parâmetros do PI de tempo contínuo.

$$K_p = q_0 = K \left( 1 + \frac{T_s}{T_i} \right) \quad (4.67)$$

$$K_i = \frac{q_1 + K_p}{T_s} = \frac{K}{T_i} \quad (4.68)$$

Desta maneira é possível obter o controlador discreto para o controlador exibido na Equação (4.40). Para o caso da malha de controle da corrente da rede, o controlador PI discreto, obtido com a frequência de amostragem de 19980Hz, possui os seguintes parâmetros.

$$q_0 = 1,9244, q_1 = -1,5, K_p = 1,9244, K_i = 16960$$

Comparando-se a resposta em frequência dos controladores analógico e digital, se obtém o gráfico da Figura 4.29.

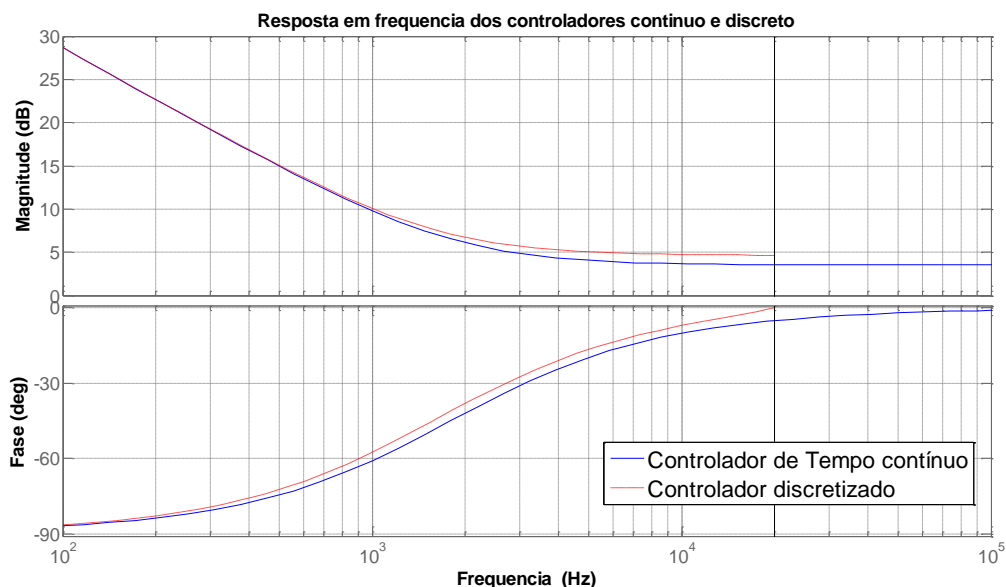


Figura 4.29 - Comparação entre o controlador analógico e discreto para a malha de controle da corrente entregue à rede c.a.

Pela análise da Figura 4.29 percebe-se que o controlador PI, discretizado de acordo com o software MatLab<sup>®</sup>, é um pouco diferente em relação ao PI de tempo contínuo, mas tem uma resposta muito semelhante, principalmente nas baixas frequências, de onde é possível concluir que apresentará um bom desempenho na malha de controle discretizada.

Também foram discretizados os controladores destinados ao controle da corrente de entrada do conversor Push-Pull em corrente e para o controle de tensão no barramento c.c. A função que representa a corrente a ser drenada da bateria e entregue ao conversor Push-Pull em corrente pode ser representada pela Equação (4.69).

$$G_{id}(z) = \frac{0.396z - 0,3958}{z^2 - 1.998z + 0.9977} \quad (4.69)$$

A Equação (4.69) corresponde à forma discretizada, com amostragem em 39960Hz, para a função de transferência de tempo contínuo exibida na Equação (4.32). O controlador discreto para a malha da corrente de entrada baseado no controlador analógico da Equação (4.33) pode ser visto na Equação (4.70). A Figura 4.30 compara a resposta em frequência do controlador discreto com o de tempo contínuo.

$$G_c(z) = \frac{0.05046z - 0.05}{z - 1} \quad (4.70)$$

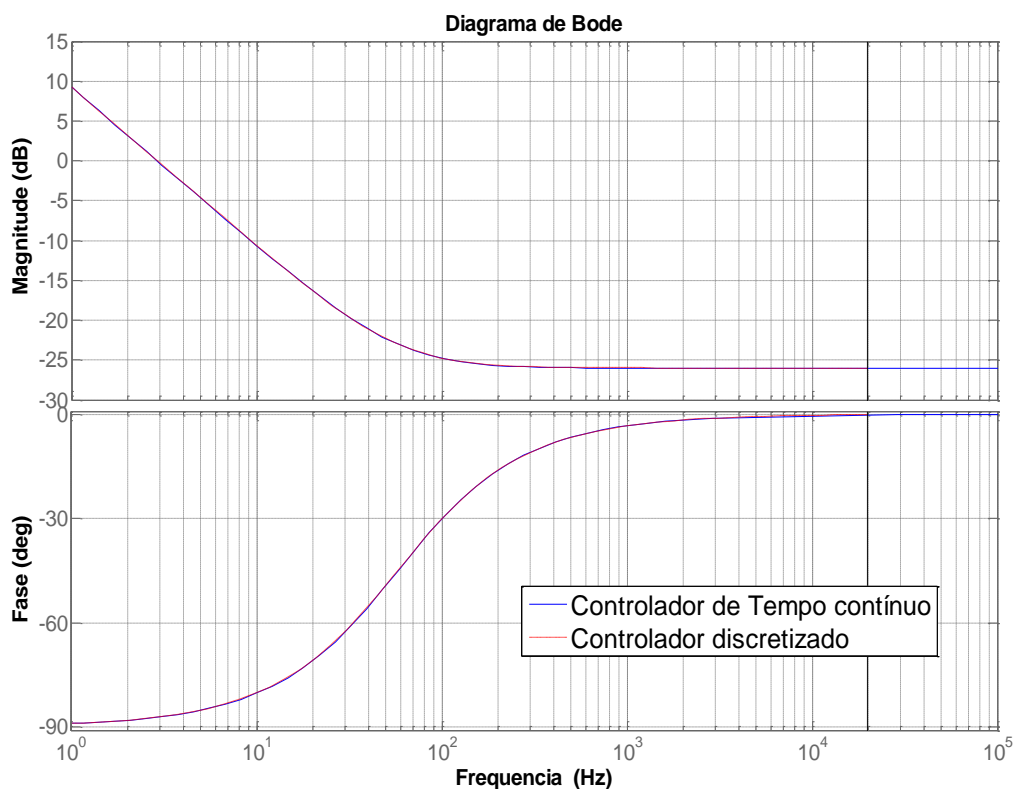


Figura 4.30 -Comparação entre o diagrama de bode do controlador em tempo contínuo e discreto para a malha de corrente de entrada da carga eletrônica.

Pela análise da resposta em frequência da Figura 4.30, nota-se que os controladores, analógico e discreto, apresentam exatamente a mesma resposta em frequência, indicando um desempenho do controlador discreto semelhante ao analógico projetado.

A função de transferência que representa a malha de controle para a corrente entregue à rede c.a., considerando-se apenas um filtro LC, discretizada a partir da Equação (4.52) se apresenta na Equação (4.71).

$$G(z) = \frac{0.008338}{z - 0.9992} \quad (4.71)$$

O controlador discreto baseado no controlador da Equação (4.53), empregado na malha externa de controle da tensão no barramento c.c. pode ser visto na Equação (4.72). A comparação da resposta em frequência entre o controlador discreto e analógico é expressa na Figura 4.31.

$$G_c(z) = \frac{1.971z - 1.5}{z - 1} \quad (4.72)$$

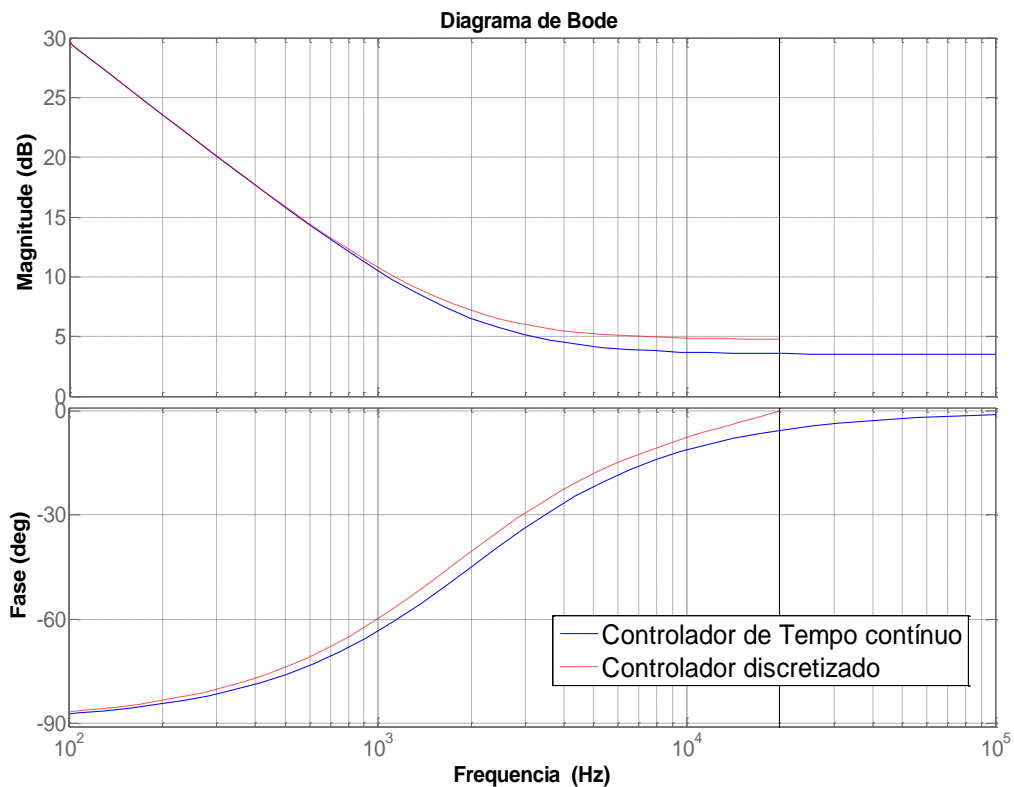


Figura 4.31 -Comparação entre controladores, analógico e discreto, para a malha de corrente entregue à rede c.a.

Nota-se uma pequena diferença entre a resposta em frequência dos controladores, analógico e discreto, porém nada a ponto de prejudicar o controle discreto.

A Equação (4.73) mostra a função de malha aberta discretizada com base na Equação (4.54) para o controle de tensão no barramento c.c.

$$bar\_cc\_func\_malha = \frac{0,01124}{z - 1} \quad (4.73)$$

O controlador discretizado a partir do controlador analógico exibido na Equação (4.55) é mostrado na Equação (4.74).

$$G_c(z) = \frac{0,0085z^2 - 0,0085z}{1,0152z^2 - 2,0152z + 1} \quad (4.74)$$

A Figura 4.32 ilustra a comparação da resposta em frequência dos dois controladores.

Nota-se, pela análise da Figura 4.32, que as respostas em frequência dos controladores, discreto e analógico, são praticamente idênticas a baixas frequências (0 a 300Hz), o que indica que o comportamento do controlador discreto será semelhante ao controlador projetado dentro da banda passante do sistema.

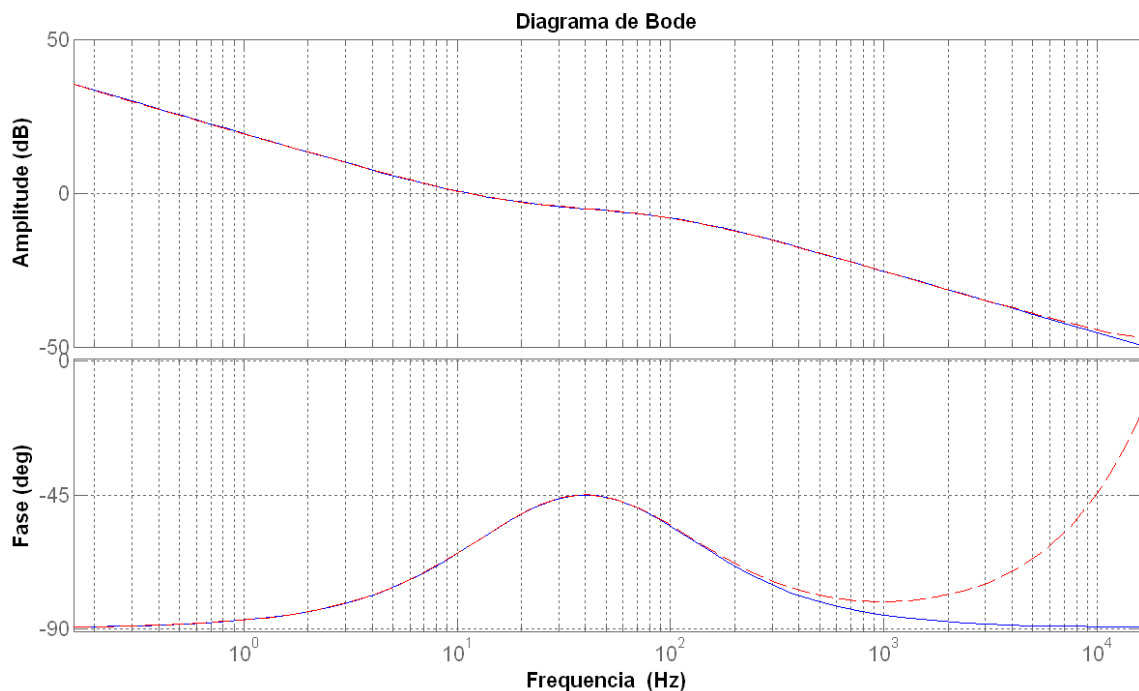


Figura 4.32 - Comparação da resposta em frequência para os controladores, discreto e analógico, da malha de controle de tensão no barramento c.c.

#### 4.5.6 Simulação da Malha de Controle Discretizada

Foram realizadas simulações para os sistemas discretizados. A primeira foi realizada para a malha de saída utilizando filtro LCL. Neste caso, a simulação com referência senoidal

foi refeita para os controladores discretos, a Figura 4.33 mostra o diagrama montado para a simulação e os resultados são ilustrados na Figura 4.34 e na Figura 4.35.

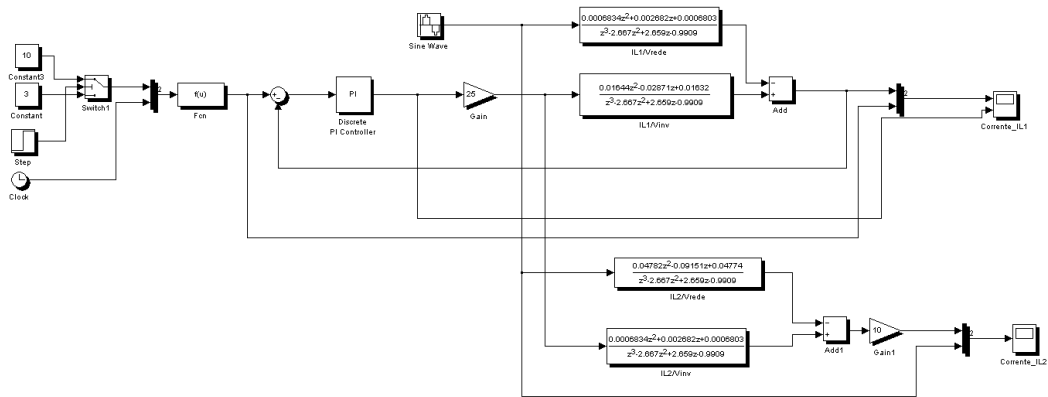


Figura 4.33 - Simulação da malha discretizada para a corrente entregue à rede c.a.

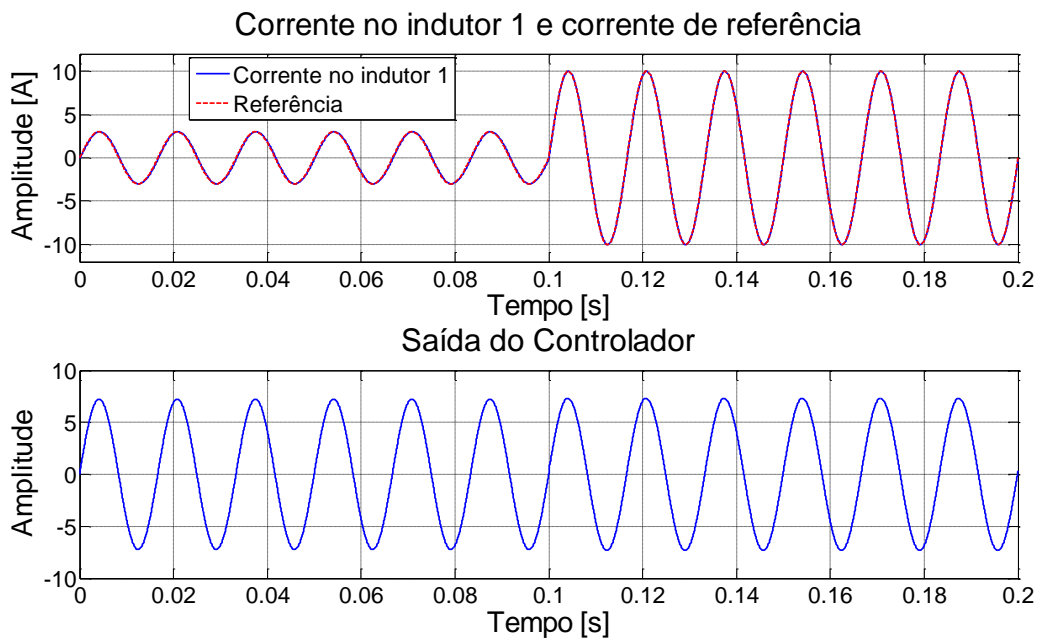


Figura 4.34 - Gráfico 1: Corrente entregue a rede e referência. Gráfico 2: saída do controlador discreto.

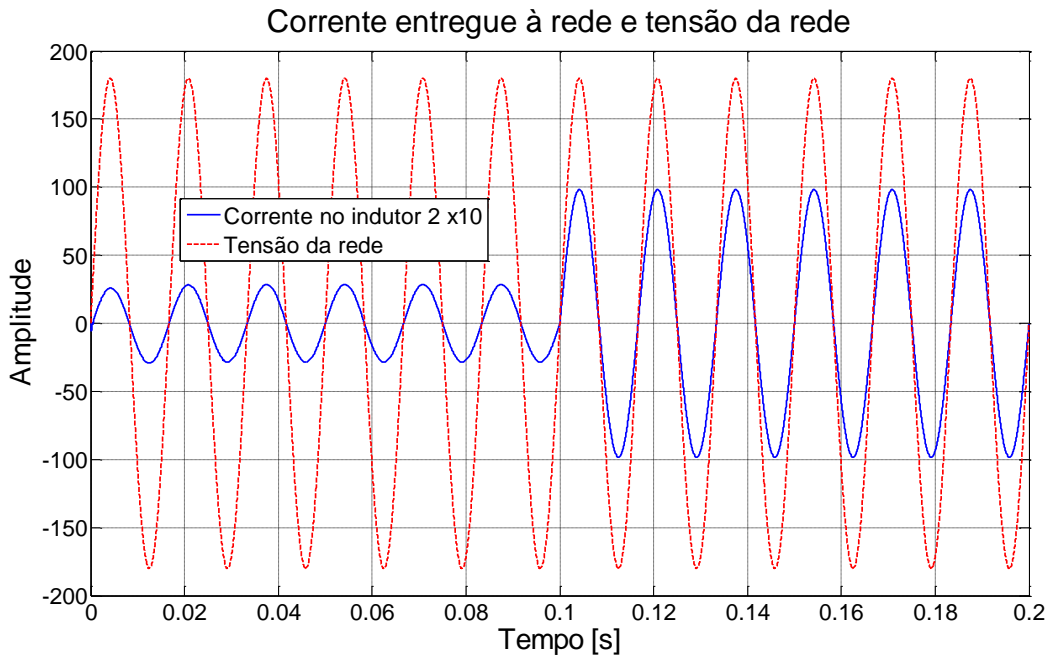


Figura 4.35 - Corrente entregue à rede c.a. e tensão da rede para a malha discretizada.

Como é possível observar, os resultados de simulação para o sistema discreto na Figura 4.34 e na Figura 4.35 são exatamente os mesmos da Figura 4.22 e da Figura 4.23 para a malha de controle em tempo contínuo.

Foi realizada uma simulação semelhante para o caso de um filtro apenas LC para a malha de controle discretizada, os resultados são exibidos Figura 4.36.

Foi simulada também a malha de controle discretizada para a corrente de entrada do conversor Push-Pull. A resposta encontrada se assemelha à Figura 4.15, com resposta rápida a transientes na referência de corrente de entrada e erro nulo em regime permanente. Para a malha de controle do barramento c.c. não foi realizada esta simulação do modelo discreto. A rede também carrega previamente o barramento capacitivo através dos diodos das chaves, o que é difícil simular através de funções de transferência. Foi preferido realizar a simulação do controle de tensão no barramento c.c. nos softwares Simulink® e PSpice®, onde é possível analisar este tipo de influência.

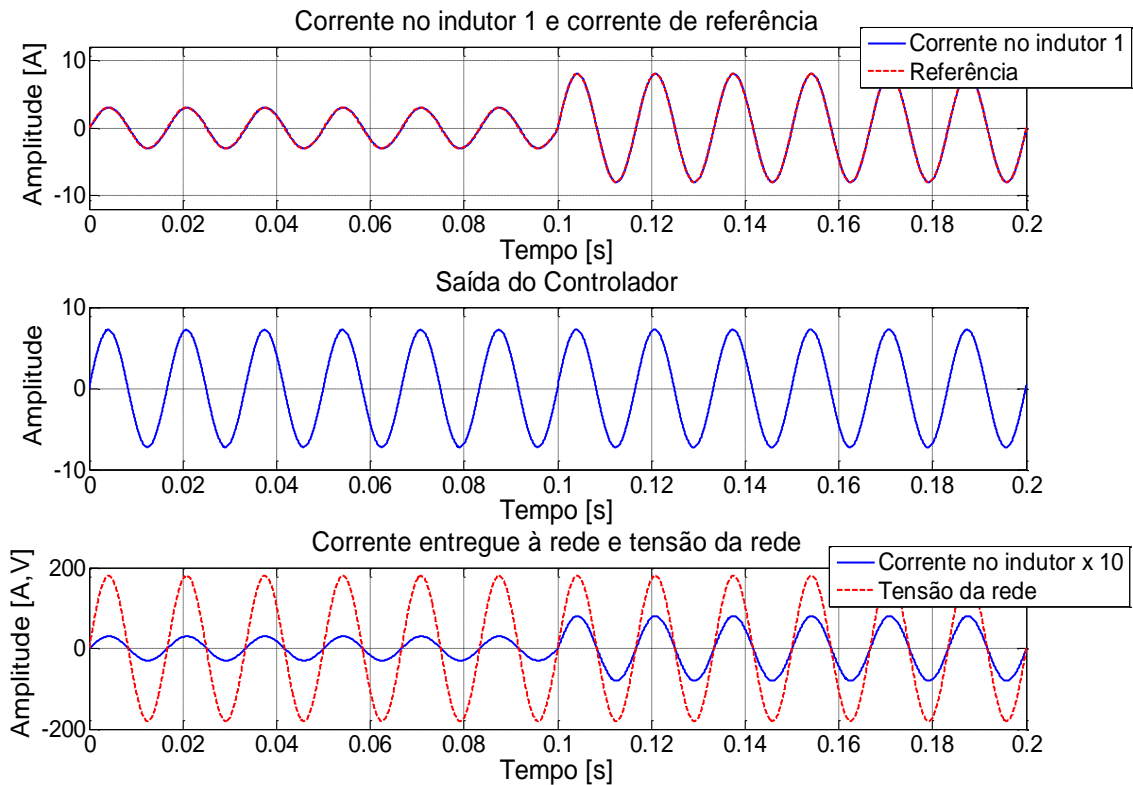


Figura 4.36 - Gráfico 1: corrente de referência e de saída em resposta a um degrau de 3 para 8A de pico. Gráfico 2: saída do controlador de corrente entre -10 e 10A. Gráfico 3: tensão entregue em fase com a tensão da rede.

A malha de controle apresentou boa resposta dinâmica à variação em degrau de amplitude de corrente, mantendo a saída do controlador dentro dos limites estabelecidos e seguindo a referência. A corrente se manteve em fase com a tensão da rede apresentando um fator de potência unitário na saída.

## 4.6 Resultados da simulação da carga eletrônica

O modelo geral simulado no PSpice® da carga eletrônica e o controle com o conversor Push-Pull em corrente como primeiro estágio e um inversor em ponte completa no estágio de saída são ilustrados na Figura 4.37. No modelo geral são mostrados os conversores, Push-Pull e o inversor em ponte completa, os “drivers” para acionamento das chaves e as três malhas de controle atuando de forma simultânea. Os resultados da resposta para o controle da corrente de entrada da bateria podem ser vistos na Figura 4.38. A tensão da bateria foi adotada como 15V, valor que se aproxima de uma bateria no final do processo de recarga. A corrente de

referência foi 25 A, apenas para elevar a potência do estágio de saída. O sensor de corrente utilizado possui ganho de 0,2. Os resultados para a corrente de entregue à rede c.a e o controle de tensão no barramento c.c. são ilustrado na Figura 4.39.

Nota-se, pela análise da Figura 4.39 uma deformação na forma de onda de corrente que é causada pela uma componente de 120Hz que não é rejeitada pelo controlador de tensão e acaba contaminando a referência da corrente entregue à rede c.a. Este problema foi resolvido nas simulações em MatLab<sup>®</sup> e na implementação digital utilizando DSP. A estratégia adotada foi de amostrar a malha de controle de tensão no barramento c.c. a 120Hz. Desta maneira, o teorema de Nyquist é utilizado para eliminar a componente de 120Hz, já que com uma frequência de amostragem de 120Hz é possível amostrar apenas componentes de 60Hz ou inferiores do sinal. Toma-se o cuidado de sincronizar a amostragem com a passagem pelo zero da tensão da rede para evitar a inclusão de um erro de tensão contínua.

A simulação no PSpice<sup>®</sup> é demorada devido à alta frequência de chaveamento e o pequeno passo de cálculo. São gerados arquivos de dados enormes e por isso simulou-se um tempo pouco superior a 200ms, não suficiente para a estabilização da malha de controle de tensão no barramento c.c. (Figura 4.39). Esse problema não ocorre no MatLab<sup>®</sup>, onde essa simulação foi realizada em um tempo maior (Figura 4.41).

O modelo de simulação implementado em Simulink<sup>®</sup> é exibido na Figura 4.40. Neste caso, foram utilizados 20V de tensão contínua na entrada, simbolizando duas baterias em final de carga. A referência de corrente foi 20A de forma a manter um nível de potência semelhante ao da simulação realizada no PSpice<sup>®</sup> no lado c.a.. A Figura 4.41 e Figura 4.42 ilustram as respostas fornecidas pelas malhas de controle da tensão do barramento c.c. e da corrente entregue à rede c.a neste modelo. Os dois softwares foram utilizados porque no Pspice<sup>®</sup> é possível perceber com maior aproximação os efeitos da frequência de chaveamento nos conversores e o efeito da reatância de dispersão do transformador. O Pspice<sup>®</sup> não permite que sejam utilizadas diferentes taxas de amostragem para as malhas de controle, o que motivou a utilização do MatLab<sup>®</sup>.

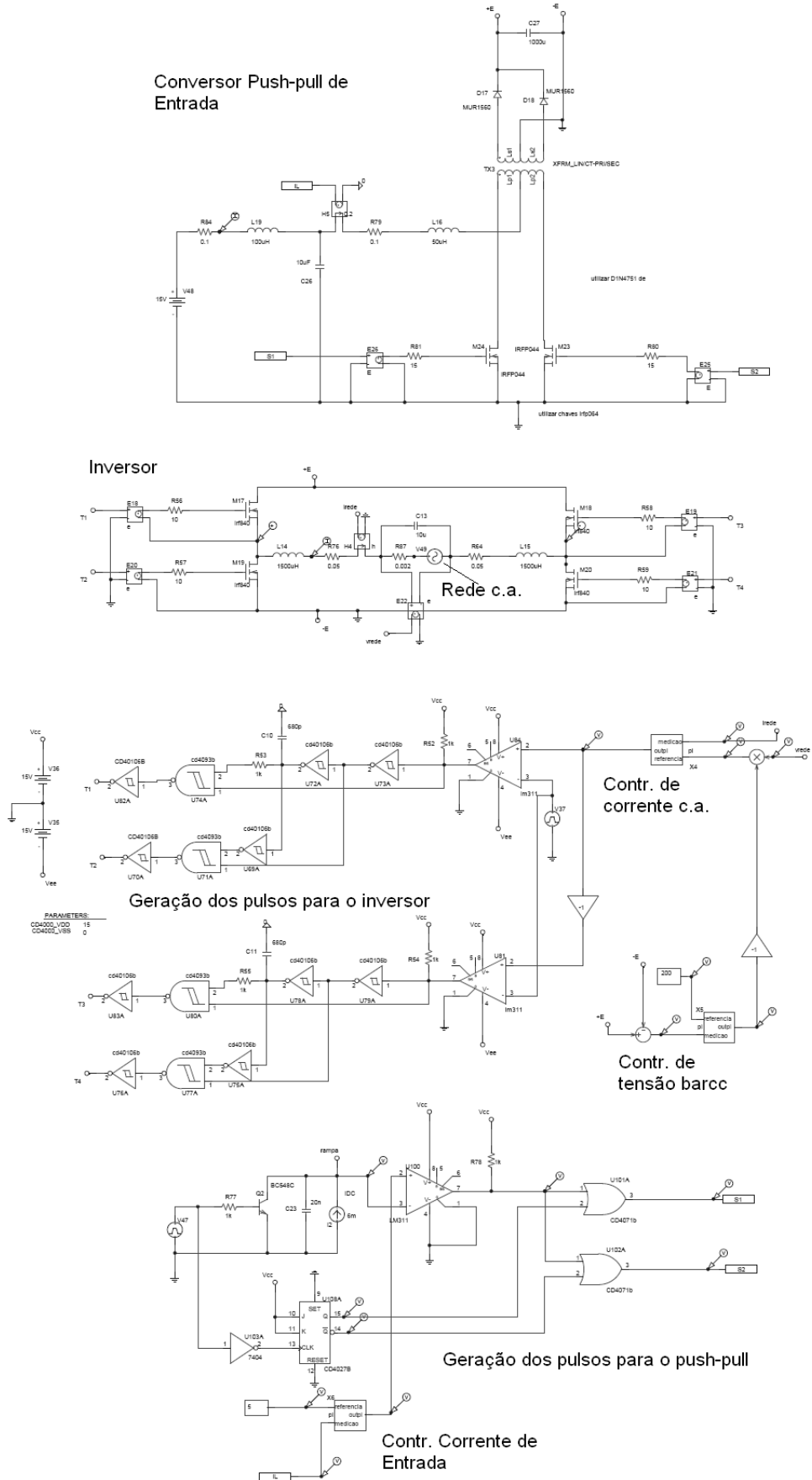


Figura 4.37 -Modelo da Carga eletrônica completa no PSpice®.

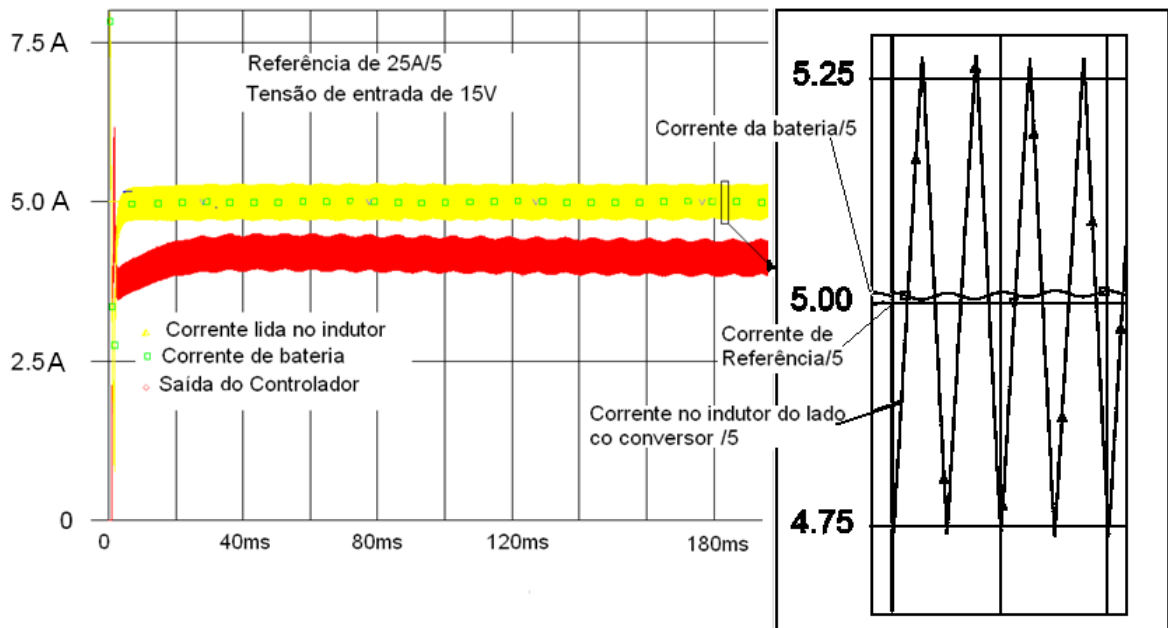


Figura 4.38 - Controle da corrente de entrada do conversor Push-Pull utilizando um filtro LCL. Corrente de referência de 25 A e tensão da bateria de 15V.

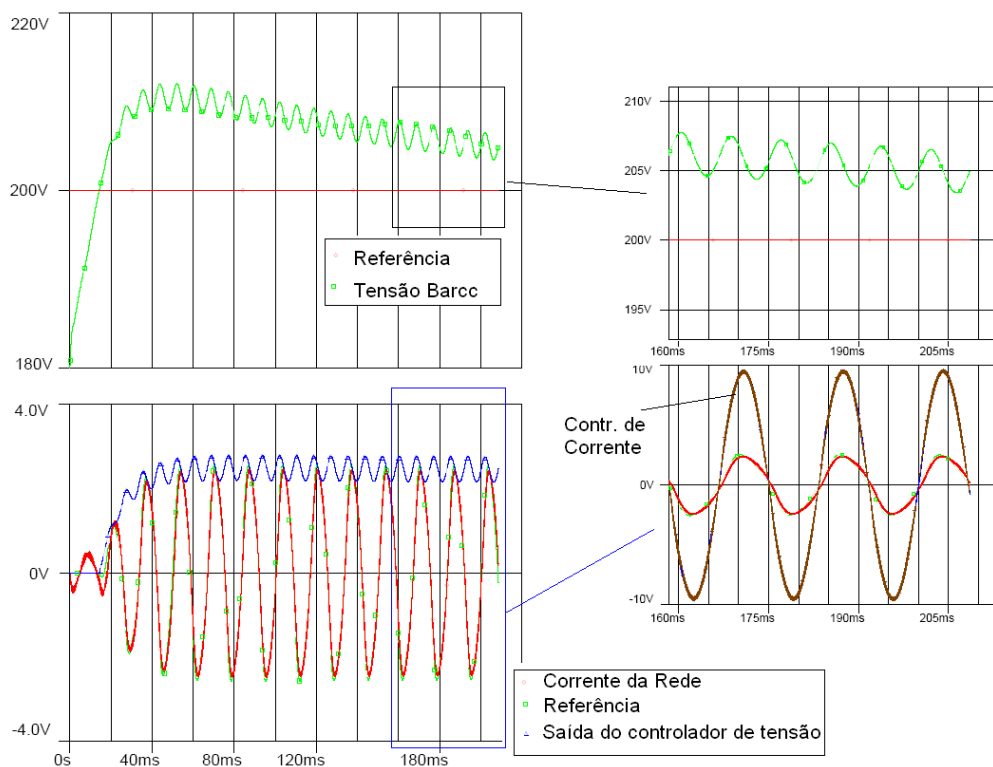


Figura 4.39 - Controle da corrente entregue à rede c.a. e de tensão no barramento c.c.. Os detalhes mostram a oscilação de 120Hz da tensão no barramento c.c. que interfere na amplitude da referência de corrente.

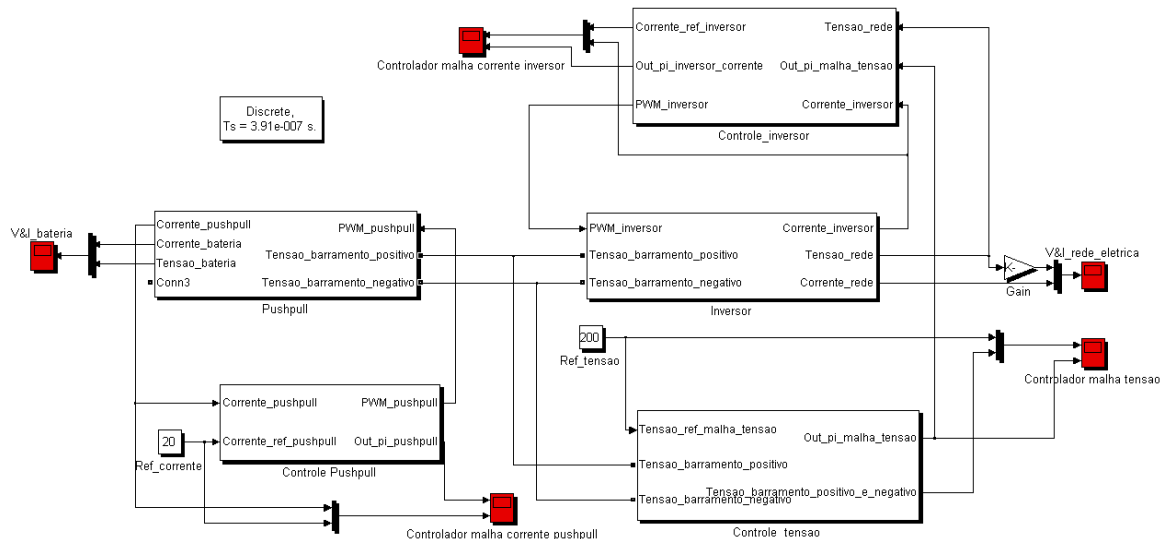


Figura 4.40 - Modelo completo da carga eletrônica c.c. implementado no MatLab®.

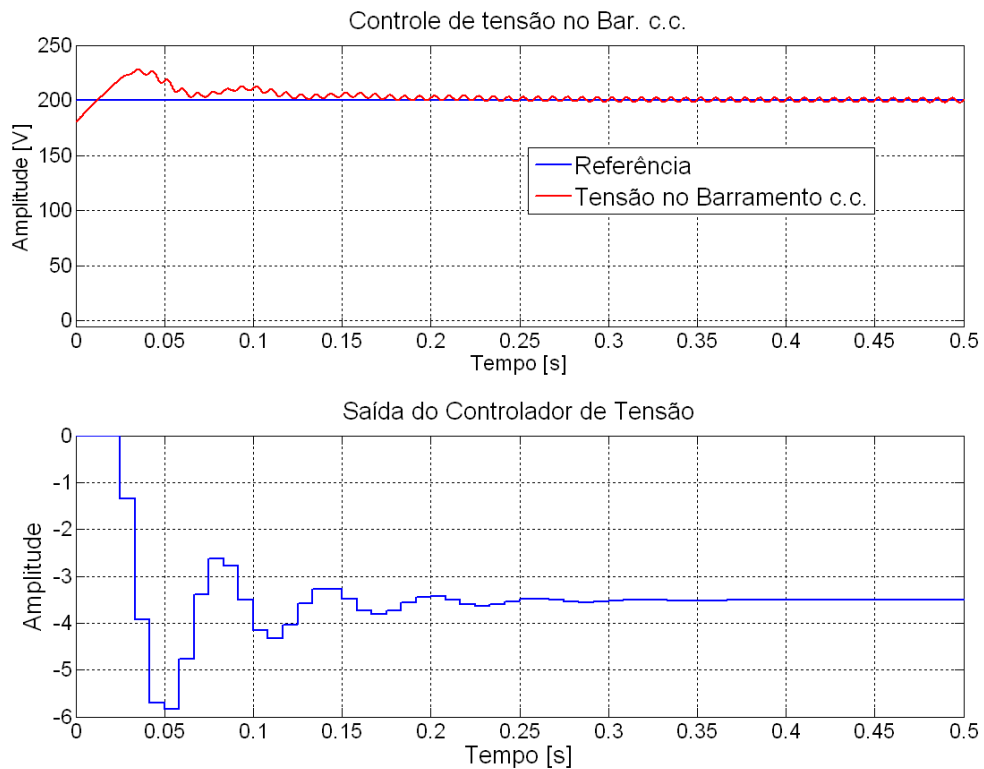


Figura 4.41 –Gráfico 1: Resposta do controle de tensão no barramento c.c. considerando o banco capacitivo previamente carregado a 180V. Gráfico 2: saída do controlador de tensão que é a amplitude da corrente entregue à rede c.a.

Pela análise da Figura 4.41, nota-se que a atualização em 120Hz da saída do controlador de tensão impede que a oscilação de tensão no barramento c.c. interfira negativamente no controle da corrente c.a.. A forma de onda da corrente entregue à rede c.a.,

na Figura 4.42 não está deformada, pois sua amplitude não possui a oscilação de 120Hz observada no resultado da Figura 4.39.

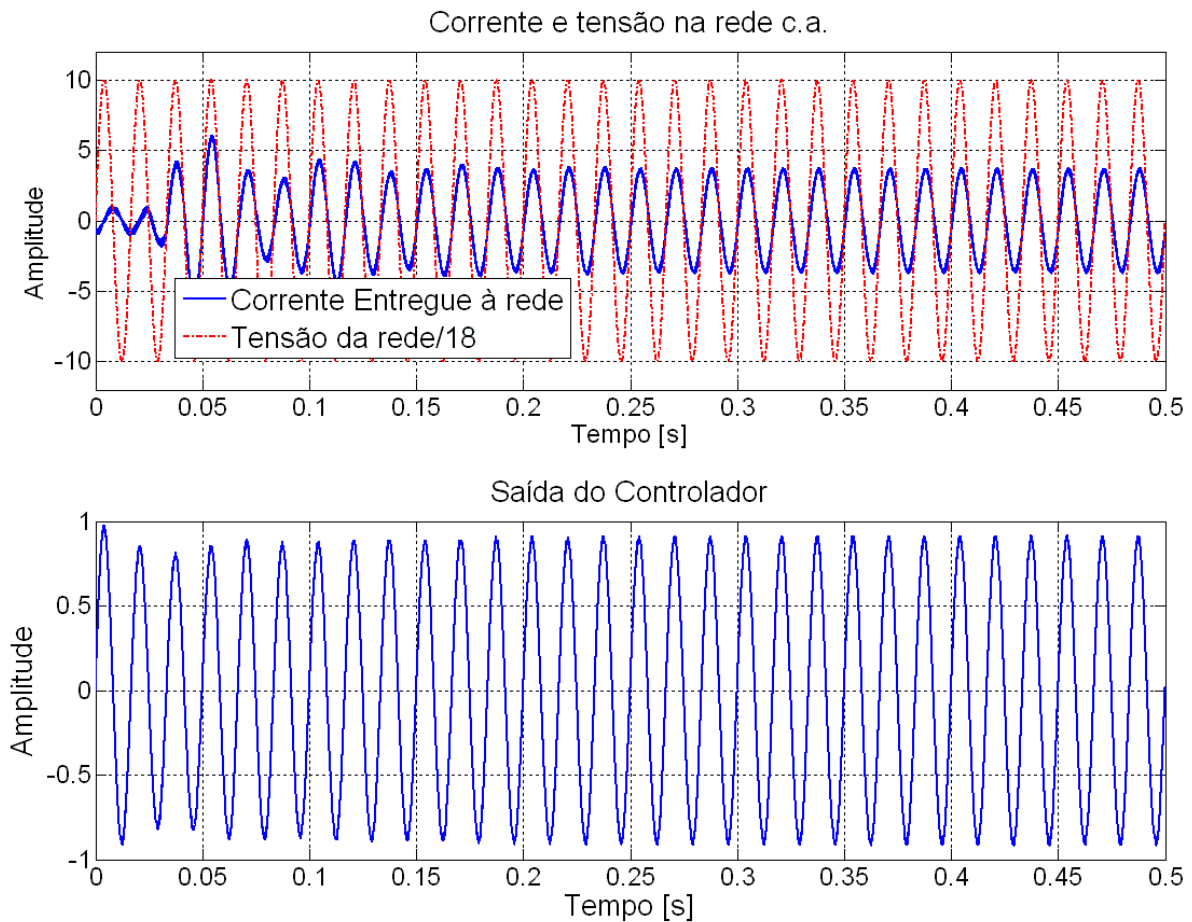


Figura 4.42 - Gráfico 1: Corrente entregue à rede c.a. e tensão da rede c.a. Gráfico 2: saída do controlador de corrente.

Também é importante avaliar como as três malhas de controle se comportam de maneira simultânea. O interesse principal é controlar a corrente drenado do equipamento sobre teste e realizar a regeneração de potência com elevado rendimento. Foi realizada uma simulação onde se esperou estabilização de todas as malhas de controle com 20A de corrente na entrada do conversor Push-Pull e 200V no barramento c.c., posteriormente a referência da corrente de entrada foi levada à 15A e retornou a 20 após 0,4s. A Figura 4.43 mostra como as malhas de controle de tensão no barramento c.c. e da corrente injetada na rede c.a. respondem a essa perturbação. Há uma perturbação na tensão do barramento c.c. em função da variação da referência da corrente de entrada que é rapidamente corrigida através da malha de controle de tensão. Como esperado, reduzindo a potência drenada do equipamento sob teste, a potência ativa fornecida a rede também é reduzida, como é possível observar na Figura 4.43, através de uma redução na amplitude de corrente.

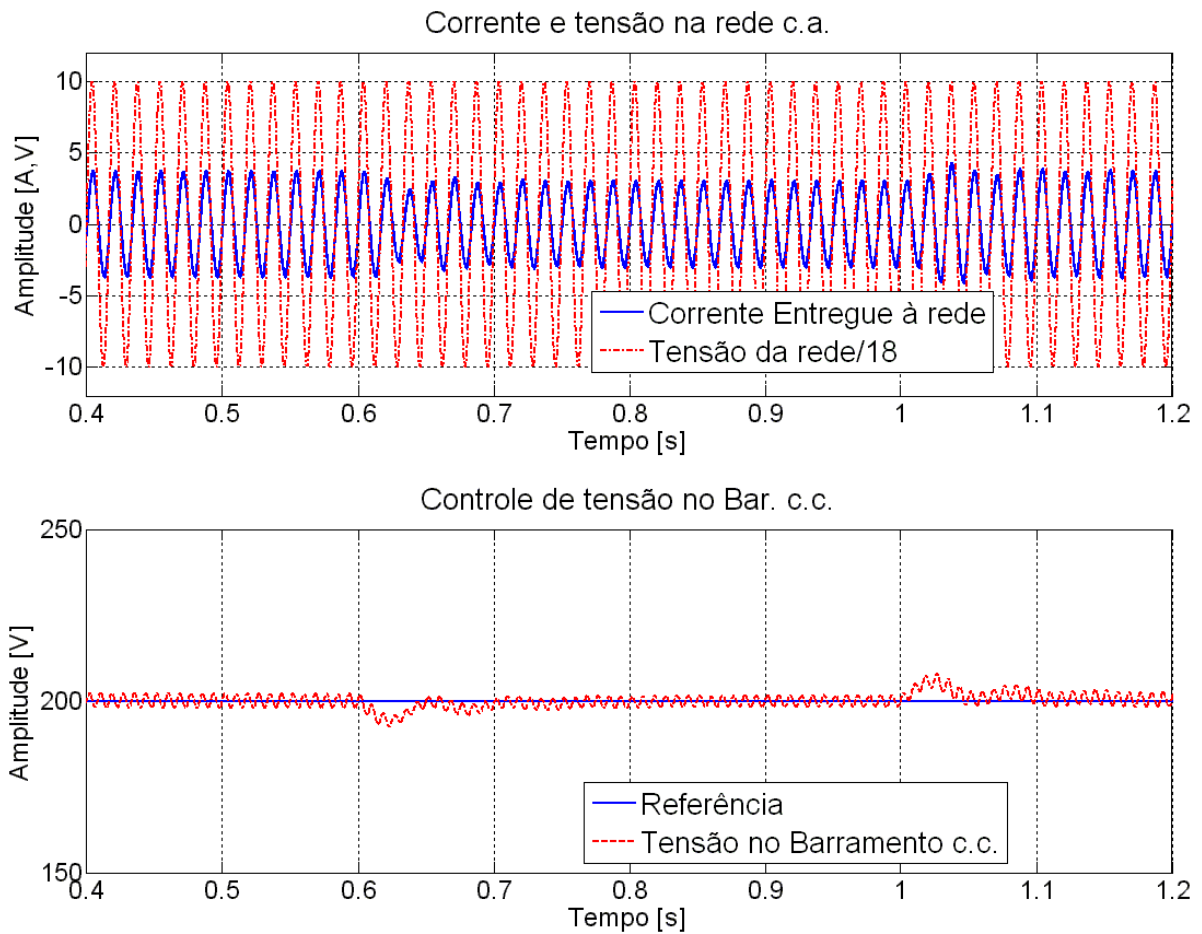


Figura 4.43 - Resposta das malhas de controle de tensão no barramento c.c. e de controle da corrente injetada na rede elétrica perante a um degrau de 20 para 15A na corrente de entrada para o conversor Push-Pull em corrente, em  $t = 0,6s$  e um degrau de 15 para 20A em  $t = 1s$ .

## 4.7 Conclusão

Neste capítulo foram ilustrados o dimensionamento e a modelagem da carga eletrônica c.c. utilizando um conversor push-Pull em corrente no estágio de entrada. Foi estudado o filtro de saída para situações onde se pode aplicar um inversor monofásico em meia-ponte e ponte completa.

Realizou-se também o projeto e simulação das malhas de controle em tempo contínuo e discreto com detalhes do projeto dos controladores da corrente de entrada, da tensão no barramento c.c. e da corrente entregue à rede. Foi realizada também uma verificação da influência da malha de controle da corrente de entrada, na malha de controle de tensão no barramento c.c. e da corrente injetada na rede elétrica, mostrando que as três malhas podem operar em conjunto, mantendo a estabilidade e respostas rápidas.

Através da análise dos resultados de simulação, concluiu-se que é possível realizar a montagem de um protótipo nas topologias propostas e obter resultados satisfatórios, tanto em eficiência, quanto em controle. Pela análise do controle da malha de corrente de entrada, é possível construir um conversor que permita um “*ripple*” de corrente pequeno, sem danificar a bateria. E pela análise dos resultados da malha de saída, conclui-se que é possível fornecer potência à rede com fator de potência unitário, sendo que esta potência é retirada da bateria decrementada das perdas dos conversores eletrônicos utilizados.

Os ganhos dos controladores utilizados em simulação foram os mesmos dos controladores projetados.

Foi realizado também um projeto completo da proposta com especificação dos componentes para o Push-Pull e para o inversor que é mostrado detalhadamente no apêndice B. Para um protótipo de 635W são esperadas perdas totais de 68,1W e uma eficiência global de 89,3% para a topologia proposta, de acordo com a Tabela 6. As perdas individuais em cada componente podem ser vistas na Tabela 6. A eficiência global esperada já é um bom resultado para esta topologia e pode ser ainda melhorada através de um estudo para a redução de perdas nos dispositivos semicondutores escolhidos e também dos filtros indutivos utilizados.

# Capítulo V

## REALIZAÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

---

### 5.1 Introdução

Para a coleta dos Resultados Experimentais, foi montado apenas o estágio de saída para a carga eletrônica regenerativa c.c proposta. O protótipo construído consiste em um retificador monofásico alimentando um inversor monofásico em ponte completa conectado à rede c.a. através de um filtro indutivo.

Embora o conversor Push-Pull de entrada não tenha sido confeccionado, devido ao tempo necessário para solucionar alguns problemas inerentes ao conversor Push-Pull (como o desequilíbrio de fluxo nos enrolamentos do seu transformador e a reatância de dispersão do primário), este conversor foi modelado e o problema de “*spikes*” de tensão nas chaves também foi estudado e uma solução foi proposta.

### 5.2 Descrição da montagem

A montagem realizada fechou um laço de potência com a rede, como é possível observar na Figura 5.1. Tem-se a rede elétrica alimentando um retificador a diodos, com o barramento c.c. ligado a um inversor monofásico em ponte completa e o inversor entregando energia de volta à rede.

Em montagens que realizam laço fechado de potência com a rede elétrica, é necessário pelo menos um transformador para que evitar curto-circuito nas chaves do inversor. Por questões de segurança, e para permitir testes em diferentes níveis de tensão, foram utilizados dois transformadores e dois autotransformadores. Um dos autotransformadores foi ligado após o transformador de entrada para controlar a tensão fornecida ao retificador de entrada e o outro na saída do inversor, após o filtro indutivo, de maneira a permitir ajustes na tensão de saída.

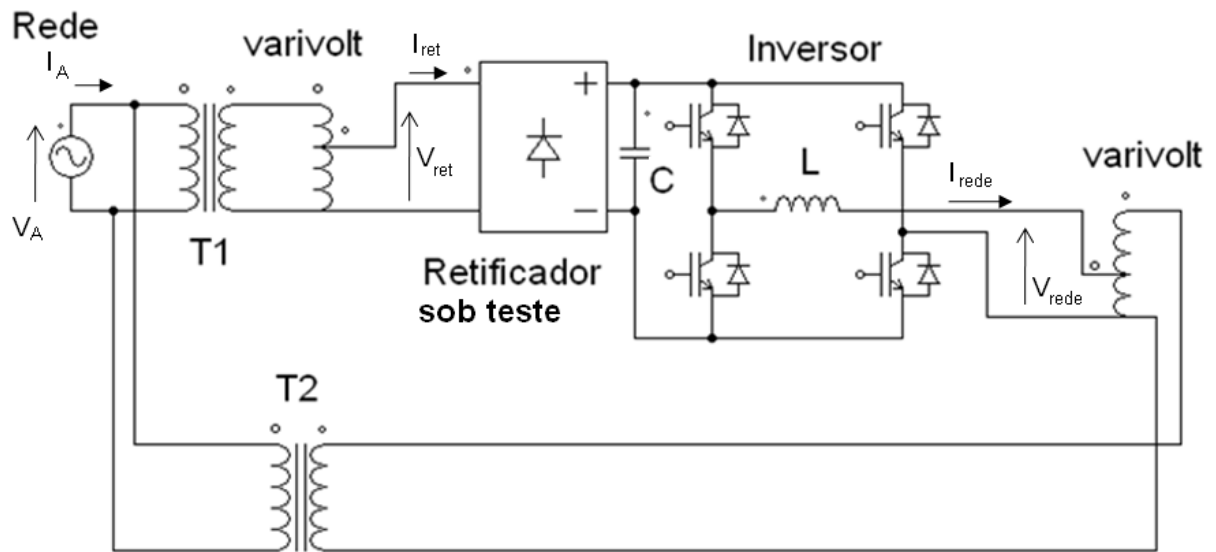


Figura 5.1 - Montagem realizada no laboratório de eletrônica de potência.

Para a construção do protótipo, foi utilizado um módulo da Semikron<sup>®</sup> que utiliza uma ponte retificadora na entrada e um inversor em ponte completa com IGBT's na saída a potência nominal da montagem é de 1,8kW. No conjunto INV. B2I + B6U da Semikron<sup>®</sup>, já se encontram todos os “*gate-drivers*” isolados para o comando das chaves, sendo necessária apenas a construção da placa para leitura e condicionamento de sinais como mostra a Figura 5.2 para realizar a interface com o DSP.

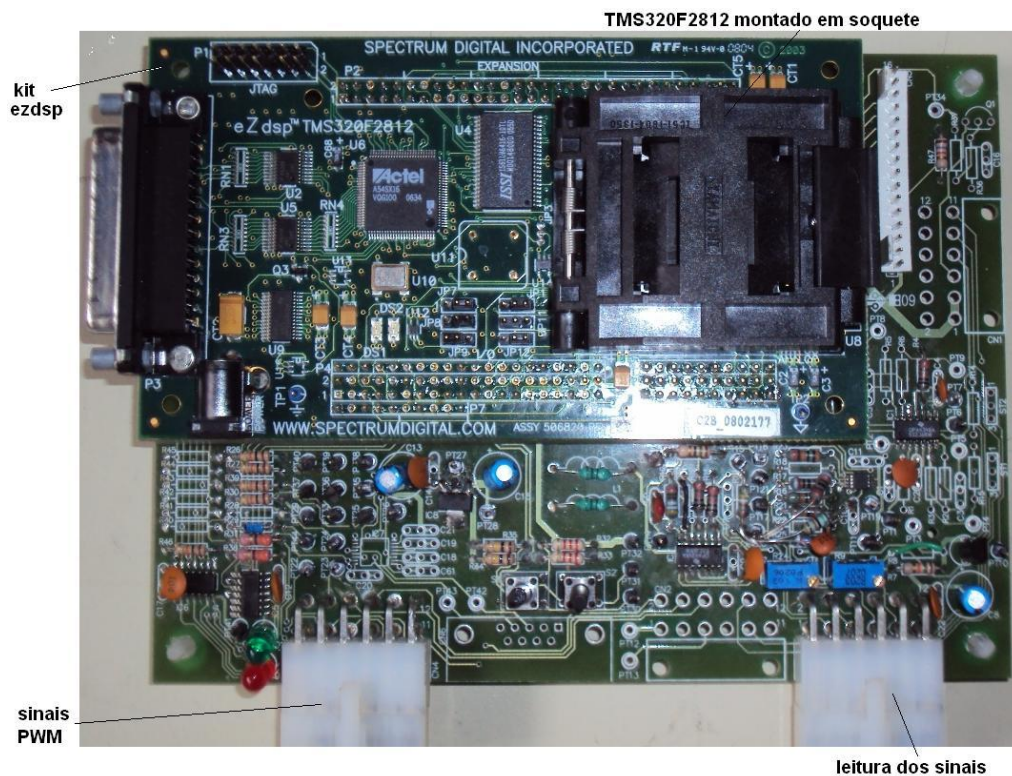


Figura 5.2 -Placa de leitura e condicionamento de sinais para o DSP.



Figura 5.3 - Protótipo montado no laboratório de eletrônica de potência/UFGM.

Para a corrente entregue à rede c.a., foi necessária a implementação de um PLL (“*Phase Locked Loop*”) para garantir que a forma de onda da corrente injetada na rede fosse senoidal. Houve esta necessidade devido à grande distorção harmônica da tensão da rede no laboratório de Eletrônica de Potência, que apresentou elevado quinto harmônico e THD de 7,3% como mostrado na Figura 5.4.

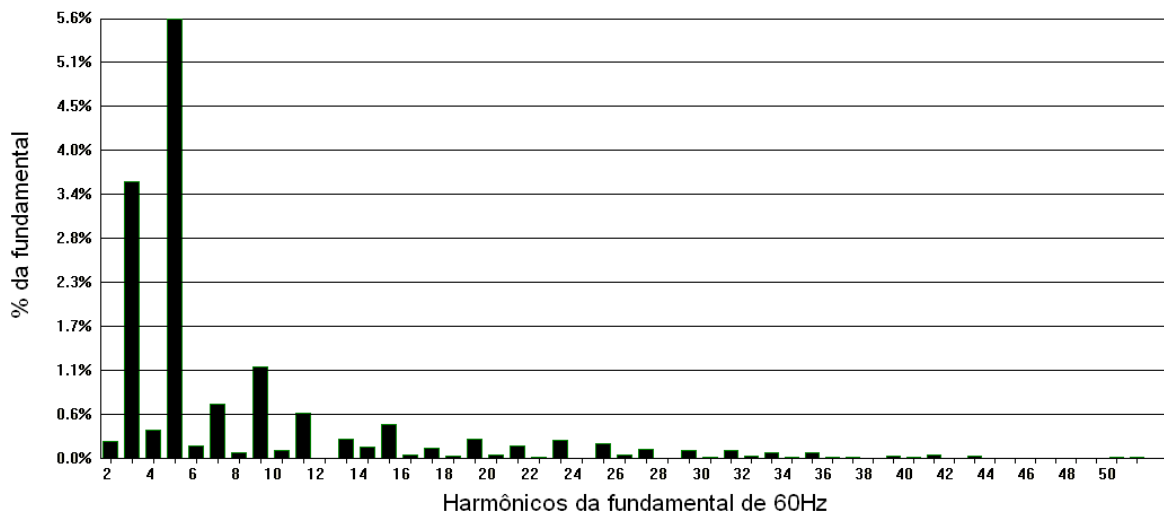


Figura 5.4 - Espectro harmônico da tensão da rede do laboratório de eletrônica de potência da UFGM. THD de 6,92%.

A tensão da rede, em teoria, seria senoidal e, neste caso, sua forma de onda poderia ser utilizada como referência para se entregar uma corrente senoidal em fase. Porém, sem uma PLL, uma tensão deformada origina uma corrente, em fase, também deformada, caso o controle esteja funcionando corretamente. Uma forma de onda não senoidal de corrente entregue à rede c.a. significa injeção de conteúdo harmônico na rede o que não é objetivo deste trabalho.

Portanto decidiu-se implementar um algoritmo de PLL em DSP. Para esta aplicação foram estudados alguns tipos de PLL propostos na literatura [33],[36] e optou-se pela pPLL mostrada na Figura 5.5 que considera a senóide gerada em fase com a tensão através de uma comparação de potências.

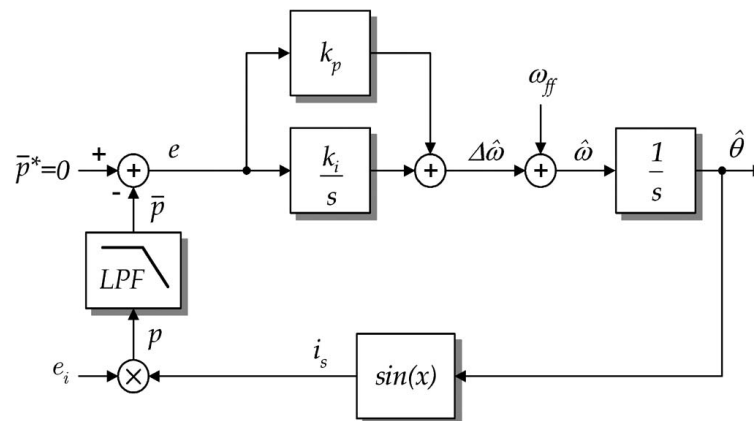


Figura 5.5- Diagrama de blocos da pPLL empregada [36].

Na pPLL proposta, o interesse é potência apenas ativa, então uma referência nula de potência é utilizada para gerar uma senóide defasada de 90° em relação à tensão. Depois nova defasagem de 90° é feita para se obter uma senóide em fase com a tensão. Os parâmetros dos controladores foram ajustados seguindo a metodologia proposta em [36].

## 5.4 Resultados Experimentais e discussão

Após a inclusão da PLL, mesmo com a distorção de tensão, foi possível entregar uma corrente próxima da senóide ideal para a rede elétrica como se pode ver na Figura 5.6.

Os resultados de controle de corrente obtidos exibem a corrente da rede juntamente com a tensão como apresenta a Figura 5.6, a corrente e tensão na entrada do retificador como ilustra a Figura 5.7 e a corrente e tensão no ponto que interliga a montagem com a rede como mostra a Figura 5.8. Esses resultados foram retirados para uma corrente senoidal de 7,07A de

pico que resultariam em 5A eficazes se a corrente for estritamente senoidal e em 635W se a tensão eficaz nos terminais de saída do inversor for 127V.

Com os dados de tensão e corrente no alimentador da montagem, na entrada do retificador e na saída do inversor foi realizada uma análise das potências ativa, reativa e aparente em cada um dos pontos, podendo assim estimar as perdas dos conversores. Os resultados desta análise podem ser visualizados na Tabela 4.

A Figura 5.6 foi obtida apenas para o filtro indutivo de 3mH no estágio de saída da carga eletrônica. O protótipo foi montado inicialmente com um filtro LC de 3mH e 10 $\mu$ F, respectivamente. Porém, como a tensão da rede possui formato trapezoidal, há pontos de alta derivada, que causam pequenos picos de corrente no capacitor ( $i_c = C \frac{dv_c}{dt}$ ). Como a corrente do capacitor está fora da malha de controle, estes picos eram refletidos na corrente da rede, prejudicando o desempenho do circuito. Foi decidido fazer a retirada do capacitor cuja função era realizar a filtragem das componentes de alta frequência da corrente que restassem após filtro indutivo. A decisão foi boa devido ao elevado valor de indutância utilizado, que eliminou sozinho quase todo o “ripple” de chaveamento.

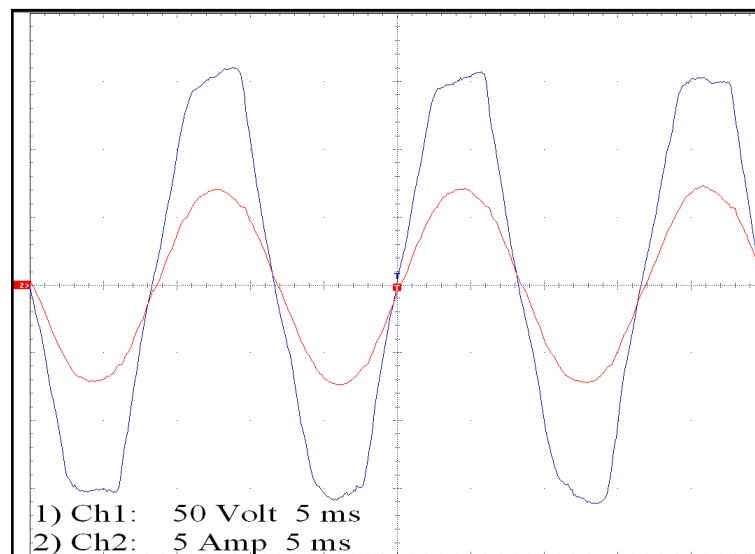


Figura 5.6- Corrente entregue à rede c.a. (5A/div) e tensão no terminal do autotransformador (50V/div). Escala de tempo: 5ms/div.

Observa-se Figura 5.7 um alto fator de crista da corrente, devido à elevada capacitância do barramento c.c e uma tensão ainda mais deformada devido à influência dessa corrente nas impedâncias do autotransformador e no transformador de entrada.

Na Figura 5.8 se tem a forma de onda de corrente fornecida pela rede elétrica ao conjunto que apresenta a diferença entre a corrente do retificador, com alto fator de crista que vem da rede, e a corrente senoidal fornecida pelo inversor à rede elétrica.

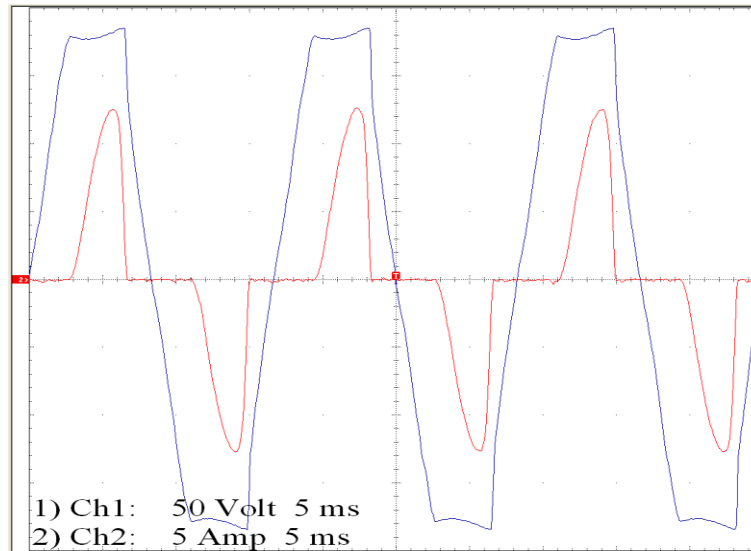


Figura 5.7-Tensão e corrente no retificador de entrada. Tensão: 50V/div. Corrente 5A/div. Tempo 5ms/div.

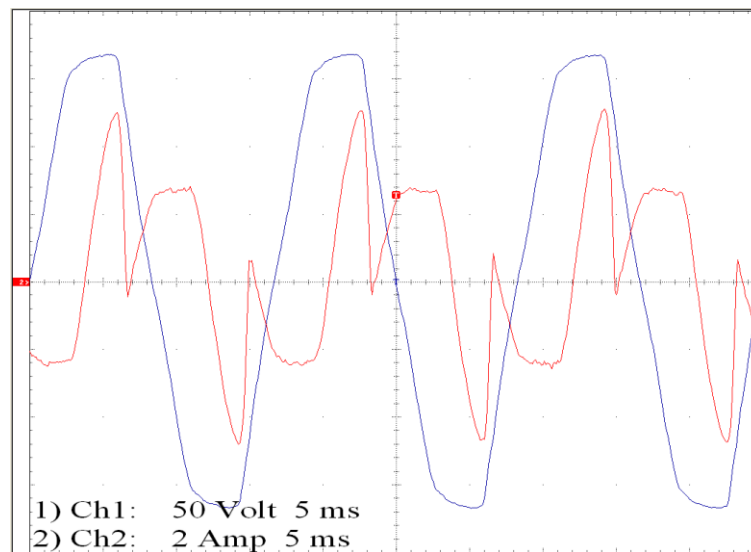


Figura 5.8 -Tensão e corrente fornecidas pela rede à montagem.

Tabela 4. Resultados da análise dos sinais obtidos experimentalmente.

	Potência Aparente [VA]	Potência Ativa [W]	Potência Reativa [var]	THD Corrente [%]	Corrente Eficaz [A]	Tensão Eficaz [V]
Saída do inversor	601	597	68.4	1,79	5,12	117
Entrada do retificador	812	631	511	74,51	5,74	142
Fornecido pela rede	349	76,4	340	78,53	2,78	125

Pela análise da Tabela 4, nota-se que as perdas nos conversores podem ser medidas pela diferença entre a potência ativa do retificador de entrada e a potência ativa entregue à rede, totalizando 34W. As perdas totais da montagem são representadas pela potência ativa medida nos sinus na ligação entre a rede elétrica e a montagem, totalizando 76,4W. Os 42,4W restantes são as perdas adicionais dos dois transformadores dos dois autotransformadores utilizados para adicionar segurança à montagem. No projeto final, existiria apenas o transformador do conversor Push-Pull, o que reduziria bastante as perdas.

### **5.5 Análise do problema da reatância de dispersão do transformador do conversor Push-Pull em corrente**

No processo de fabricação do transformador do conversor Push-Pull em corrente proposto para o estágio de entrada da carga eletrônica regenerativa c.c., sempre existirá na prática, uma pequena reatância de dispersão. O efeito dessa reatância de dispersão é extremamente danoso às chaves do conversor gerando os chamados “*spikes*” que são transitórios de alta tensão que surgem na entrada em condução das chaves [27]. Para solucionar este problema devem ser utilizados “*snubbers*” para limitar a amplitude desses picos de tensão evitando a queima precoce dos semicondutores. A Figura 5.9 destaca o “*snubber*” utilizado.

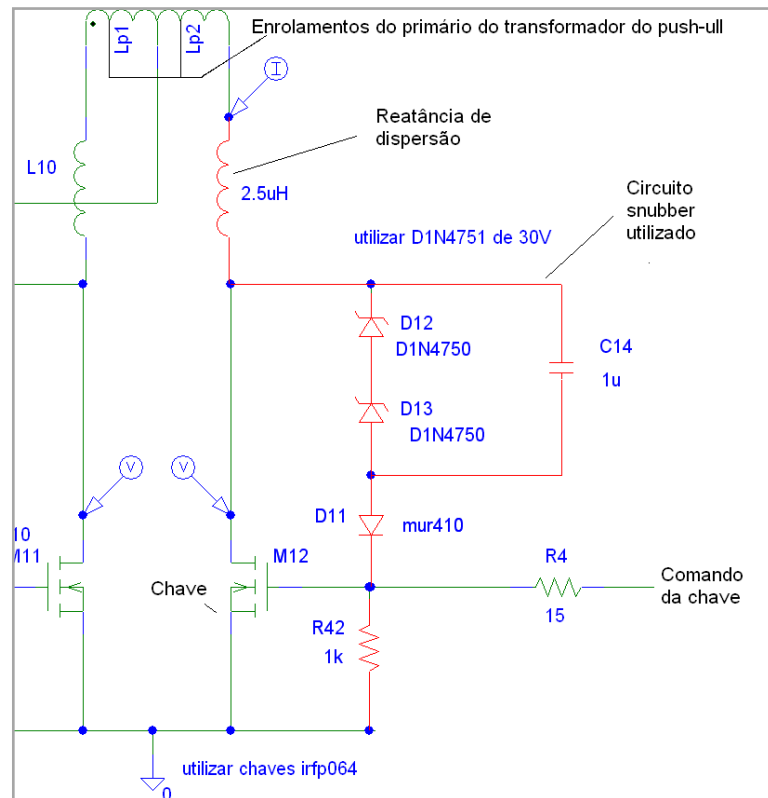


Figura 5.9 –Circuito “snubber” que pode ser utilizado para reduzir o “spikes” de tensão sobre as chaves do conversor Push-Pull.

Para os níveis de tensão de entrada inferiores a 30V, chaves de 60V máximos de bloqueio são suficientes, porém devido à reatância de dispersão do transformador, os “spikes” atingem amplitudes muito mais elevadas como se pode ver na Figura 5.10.

A topologia de “snubber” mostrada na Figura 5.9 é simples porém eficiente, utiliza grampeador de tensão a zener para grampear a tensão desejada, neste caso de 60V ou mais, podendo ser utilizados dois zeners de 30V, um diodo rápido para proteger o circuito de comando e um resistor de descarga de 1kΩ. Com a aplicação do “snubber”, os “spikes” sobre as chaves são reduzidos de 110V para a soma das tensões nominais dos diodos zener empregados. A Figura 5.10 ilustra a tensão sobre uma das chaves do conversor Push-Pull em corrente com e sem “snubber” para uma reatância de dispersão de 2,2% (que pode chegar a 5% dependendo do método de fabricação) da reatância de magnetização do primário. Independentemente da amplitude do pico de tensão sem a utilização do “snubber”, com o emprego deste circuito, a elevação momentânea de tensão tem sua amplitude limitada à soma da tensão dois dos diodos zener utilizados.

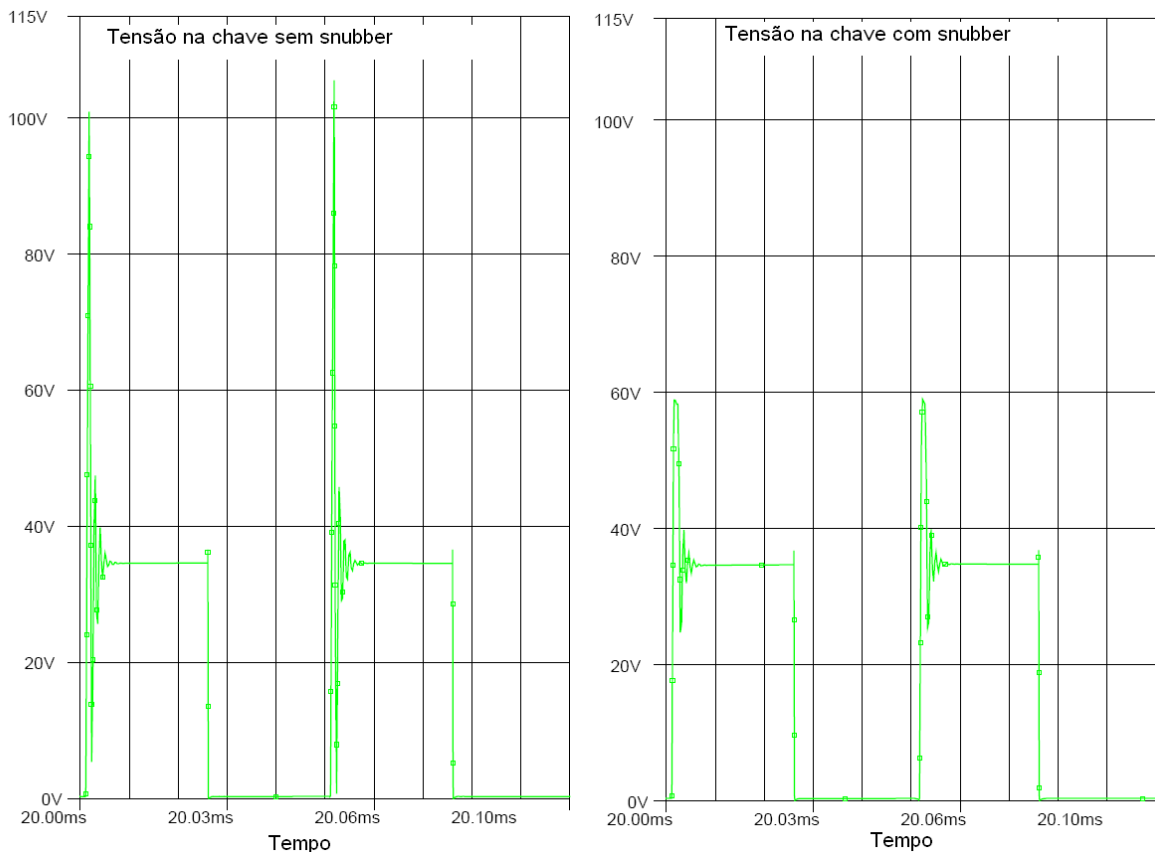


Figura 5.10 -Tensão sobre as chaves do Push-Pull em corrente com e sem “snubber” para uma reatância de dispersão de  $2,5\mu\text{H}$  e tensão de entrada de 20V.

## 5.6 Conclusão

Neste capítulo foram mostrados os resultados experimentais do estágio de saída da carga eletrônica c.c.. Os resultados mostraram que é possível entregar a potência drenada do equipamento sobre teste com fator de potência bem próximo da unidade para a rede. Caso a tensão na rede seja poluída, a corrente pode apresentar algumas perturbações que não podem ser rejeitadas pela malha de controle.

Como a montagem realizada fechou-se um laço circulação de energia com a rede, conclui-se que a potência líquida drenada da rede corresponde às perdas dos transformadores, autotransformadores e conversores eletrônicos. No caso de uma montagem completa, essas perdas seriam retiradas da bateria sob testes e o excedente seria regenerado para a rede.

Para evitar curto circuito, é recomendado que as cargas eletrônicas regenerativas possuam pelo menos um conversor isolado, ou um transformador na conexão com a rede. No caso da topologia proposta o transformador do conversor Push-Pull, já garantiria essa característica, reduzindo as perdas totais.

# **Capítulo VI** CONCLUSÕES FINAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

---

## **6.1 Conclusões finais**

Conforme já abordado, nos dias atuais é imprescindível um uso inteligente da energia elétrica. Os testes convencionais literalmente jogam fora toda a energia elétrica utilizada na forma de calor. Além disso, muitos equipamentos sofisticados, destinados aos testes de baterias e outros equipamentos de tensão contínua, embora possuam um elevado custo, não são regenerativos. Para a concepção destes equipamentos, investiu-se apenas na automatização dos testes, não se preocupando com eficiência energética ou preservação do meio ambiente, já que infelizmente, a grande maioria dos métodos de geração de energia elétrica causa impacto ambiental negativo.

No mercado existem poucos modelos de cargas eletrônicas regenerativas, principalmente para equipamentos de tensão contínua. São poucas as pesquisas sobre o assunto com propostas de confecção de cargas eletrônicas regenerativas. Muitas empresas ainda realizam os testes da maneira convencional, ou como o montante de equipamentos é grande, já automatizou o processo com uma carga eletrônica não regenerativa. Todos esses aspectos levam a concluir que pesquisas sobre carga eletrônica regenerativa são bem-vindas ao contexto atual e que este trabalho, embora tenha abordado uma porção bem específica do assunto, também pôde contribuir.

Com os resultados de simulação obtidos, a completa modelagem realizada, o estudo de alguns problemas da montagem do conversor Push-Pull e a total possibilidade de implementação de todas as malhas de controle em DSP, conclui-se que é possível montar a carga eletrônica regenerativa c.c., operando no modo de corrente contínua, com um conversor Push-Pull em corrente e um inversor monofásico. Porém, não foi possível realizar a montagem do conversor de entrada ficando como uma proposta de continuidade a este trabalho.

Não foi possível avaliar o desempenho da proposta realizada para o teste de descarga de baterias e a sua resposta dinâmica à variação em degrau de corrente na entrada, além da amplitude de ondulação de corrente de entrada. Porém, se os resultados experimentais refletirem os resultados de simulação, a topologia proposta apresentará alta eficiência (cerca

de 90%, como se pode ver na Tabela 6 do apêndice A) com bom desempenho dinâmico e não prejudicará a vida útil das baterias, devido às pequenas ondulações na corrente de entrada.

Em termos da qualidade da senóide entregue à rede c.a., foi possível conseguir, também experimentalmente, uma senóide com baixa THD (1,79%) e alto fator de potência (0,993). Mesmo sob condições de deformação na forma de onda da tensão local foi possível entregar corrente senoidal através do emprego de algoritmo de PLL em DSP.

Este trabalho se restringiu apenas a cargas eletrônicas regenerativas c.c., operando exclusivamente no modo de corrente constante. Este trabalho contribuiu mostrando ser possível a construção de cargas eletrônicas regenerativas com controle da corrente drenada da carga e também da corrente injetada na rede elétrica com dois conversores de topologias simples e com possibilidade de implementação digital de todas as malhas de controle. Os equipamentos mais simples disponíveis no mercado oferecem também os modos de operação com tensão constante, resistência constante e potência constante. Embora estas tecnologias existam no mercado, seu custo é demasiadamente elevado e há poucos estudos sobre o tema no universo científico, o que garante muitas propostas de continuidade a este trabalho.

## **6.2 Propostas de Continuidade**

A seguir, são apresentadas algumas propostas de continuidade para pesquisas abordando o tema de cargas eletrônicas regenerativas c.c., desenvolvido nesta dissertação de mestrado.

- Implementação do conversor Push-Pull para o estágio de entrada da carga eletrônica c.c., com possibilidade de integração com o estágio de saída já testado e total controle da corrente de entrada e da tensão no barramento c.c.
- Estudo e implementação, dos outros modos de operação oferecidos pelas cargas eletrônicas existentes no mercado, mantendo a característica regenerativa. Dentre estes modos de operação, destacam-se o de tensão constante, resistência constante e potência constante.
- Estudo do paralelismo de cargas eletrônicas regenerativas c.c. no intuito de realizar testes em equipamentos de maior potência.
- Estudo de cargas eletrônicas regenerativas c.a. para testes de equipamentos de tensão alternada.

- Estudo da possibilidade de se integrar cargas eletrônicas c.c. e c.a no mesmo *hardware* analisando e comparando eficiência e custo de se ter as cargas eletrônicas regenerativas c.c. e c.a conjuntamente e em separado.
- Elaboração de sistemas de proteção no caso de falhas no estágio de saída para o conversor do estágio de entrada, evitando sobre-elevação de tensão no barramento c.c.
- Elaboração de sistema de proteção no caso de falta na rede c.a. durante o processo de regeneração de energia.
- Elaboração de sistema que protege as cargas sob teste no caso de tentativa de drenagem de potência maior do que elas podem fornecer, pelo conversor do estágio de entrada.
- Desenvolvimento de projeto de compatibilidade, projeto mecânico, disposição dos componentes, projeto de arrefecimento para a plataforma de carga eletrônica regenerativa c.c.
- Desenvolvimento de interfaces com usuário, permitindo a visualização de resultados em display LCD e a programação manual dos testes no próprio equipamento.
- Desenvolvimento de softwares de comunicação com microcomputadores e software dedicado que permita total configuração dos testes e visualização grandezas elétricas durante os testes.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

### Livros e apostilas:

- [1] ABRAHAM, I. P. *Switching power supply design*. 2ed. New York: McGraw-Hill, 1998.
- [2] BARBI, Ivo. *Projetos de Fontes Chaveadas*. 2ed. Florianópolis, Edição do Autor, 2007.
- [3] BARBI, Ivo; ILLA FONT, Carlos Henrique; ALVES, Ricardo Luis. *Projeto Físico de Indutores e Transformadores*. INEP- Universidade Federal de Santa Catarina, março, 2002.
- [4] ERICKSON, Robert W.; MAKSIMIVIC, Dragan. *Fundamentals of Power Electronics*. 2ed. Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [5] MCLYMAN, Colonel Wm. T. *Transformers and Inductor Handbook*. 3ed. Califórnia: Kg Magnetics and Market Dekker, Inc, 2004.
- [6] MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. *Power Electronics: converters, applications and design*. 3ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [7] POMÍLIO, José Antenor. *Apostila de Fontes Chaveadas*. Universidade Federal de Campinas, FEEC - Departamento de Sistemas e Controle de Energia. Publicação FEEC 13/95 rev., janeiro 2008.
- [8] RASHID, Muhammad H. *Power Electronics Handbook*. San Diego:Academic Press,2001.

### Teses e Dissertações:

- [9] CABALLERO, Domingo Antonio Ruiz. *Novo Conversor Flyback-Push-Pull Alimentado em Corrente: Desenvolvimento Teórico e Experimental*. Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1999.
- [10] SOUZA, Clodualdo Venicio de. *Projeto de uma Bancada de Testes para Avaliação do Carregamento de Transformadores Trifásicos de Potência Utilizando Conversores Estáticos*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, PPGEE – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, CPDEE – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica, UFMG, Belo Horizonte, 2007.
- [11] MORAIS, Lenin Martins Ferreira. *Estudo, análise e implementação de formas de onda de tensão sintetizadas através de PWM, com estágio de ignição e de correção de fator de potência para reatores eletrônicos para lâmpadas HPS*. Tese de Doutorado, PPGEE –

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, CPDEE – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica, UFMG, Belo Horizonte, 2007.

[12] SILVA, Sérgio Augusto de Oliveira da. *Sistema de Energia Ininterrupta Line Interactive trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela*. Tese de Doutorado N° 022, PPGEE – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, CPDEE – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica, UFMG, Belo Horizonte, 2001.

[13] VALÉRIO, Lélío Guimarães. *Reciclador de Energia Elétrica Universal*. Dissertação de Mestrado N° 391, PPGEE – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, CPDEE – Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica, UFMG, Belo Horizonte, 2005.

[14] VENDRÚSCULO, Edson Adriano. *Carga eletrônica regenerativa para o teste de fontes de energia utilizando conversor com capacitor flutuante*. Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica, UNICAMP – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1996.

### Artigos:

[15] AKAGI, H., KANAZAWA, Y. e NABAE, A. *Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits*. Proceedings of the IPEC'83 – Int. Power Electronics Conf., Tokyo, pp. 1375-1386, 1983.

[16] AYRES, Carlos Augusto; BARBI, Ivo. *A Family of Converters for UPS Production Burn-in Recovery*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, n° 4, julho, pp. 615-622, 1997.

[17] AYRES, Carlos Augusto; BARBI, Ivo. *CCM Operation Analysis of a Family of Converters for Power Recycling During the Burn-In Test of Synchronized UPS's*. Power Electronics Specialists Conference, PESC'96, IEEE, vol. 2, pp. 986-992, 1996.

[18] AYRES, Carlos Augusto; BARBI, Ivo. *Power Recycler for dc supply burn-in test: design and experimentation*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC' 96, IEEE, vol. 1, pp. 72-78, 1996.

[19] BIN HUANG, Rolando Burgos; FRED WANG, Dushan Boroyevich. *D-Q-0 Synchronous Frame Average Model for Three-Phase Arrays Of Single-Phase PFC Converter Loads*. IEEE COMPEL Workshop, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, Nova Iorque, 2006.

[20] CHING, Lung Chu; HISAO, Yen Chan. *Self-Load Bank Burn-In Test With Voltage-Controlled Regulator for Three-Phase Induction Motor Drives*. Journal of the Chinese Institute of Engineers, vol. 30, n° 7, pp. 1267-1276, 2007.

[21] CHEN, J. F.; CHU, C. L.; AI, T. H.; HUANG, C. L. *The Burn-in Test of Three-Phase UPS by Energy Feedback Control*. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 766-771, 1993.

- [22] CHU, C. L.; CHEN, J. F. *Self-load Bank for UPS Testing by Circulating Current Method*. IEEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 191, n° 7, pp. 191-196, 1994.
- [23] GUPTA, S.; RANGASWAMY, V. *Load Bank Elimination for UPS Testing*. IEEE Industry Applications Society, pp. 1040-1043, 1990.
- [24] HAN, B.; BAE, B.; KWAK, N.. *Load Simulator with Power Recovery Capability Based on Voltage Source Converter-Inverter Set*. IEEE Power Engineering Society General Meeting, pp. 1-7, 2007.
- [25] HUANG, S. J.; PAI, F. S. *Design and Operation of Burn-in Test System for Three-Phase Uninterruptible Power Supplies*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, n° 1, pp. 256-263, 2002.
- [26] KARSHENAS, R. Hamid; SAGHAFI, Hadi. *Basic Criteria in Designing LCL Filters for Grid Connected Converters*. IEEE ISIE 2006, pp. 1996-2000, 2006.
- [27] KIM, E. H.; KWON, B. H. *High step-up Push Pull converter with high efficiency*. IET Power Electronics, vol. 2, n° 1, pp. 79-89, 2009.
- [28] LI, F.; ZOU, Y. P.; WANG, C.Z.; CHEN, W.; ZHANG, Y. C.; ZHANG, J. *Research on AC Electronic Load Based on back to back Single-phase PWM Rectifiers*. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Twenty-Third Annual, pp. 630-634, 2008.
- [29] LIN, Chin-E; TSAI, Ming-Tsung; TSAI, Weng-Inne; HUANG, Ching-Lien. *Consumption Power Feedback Unit for Power Electronics Burn-in Test*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, n° 2, pp. 157-165, 1997.
- [30] LISERRE, Marco; BLAABJERG, Frede; HANSEN, Steffan. *Design and Control of an LCL-Filter-Based-Three-Phase Active Rectifier*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, n° 5, pp. 1281-1291, 2005.
- [31] MALESANI, L.; ROSSETTO, L.; TENTI, P.; TOMASIN, P. *AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, n° 2, pp. 287-292, 1995.
- [32] MENG, Yueh Chang; JIANN, Yow Lin; SHIH, Liang Jung. *Design and Implementation of a Real-Time Lossless Dynamic Electronic Load Simulator*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 734-739, 1997.
- [33] MORAIS, L. M. F.; SANTOS FILHO, R. M.; CORTIZO, P. C.; SELEME Jr, S. I.; DONOSO GARCIA, P. F.; SEIXAS, P. F.. *Very Low Input Current Distortion for Single-Phase Power Factor Correction Based on PLL-Repetitive Control Strategy*. In: 10th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP, 2009, Bonito. Proceeding of 10th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP, 2009. p. 864-869.
- [34] RABELLO A. L.; CO M. A.; SIMONETTI D. S. L.; VIEIRA J. L. F. *An Isolated DC-DC Boost Converter Using Two Cascade Control Loops*. Proc. IEEE Ind. Electron., pp. 452-456, 1997.

- [35] RENKEN, Folker. *The DC-Link Capacitor Current in Pulsed Single-Phase H-Bridge Inverters*. IEEE Power Electronics and Applications - EPE 2005 Dresden, 2005.
- [36] SANTOS FILHO, R. M.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C. *Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, nº 8, pp. 2923-2932, 2008.
- [37] SEIXAS, F. J.; SEIXAS, C. M. de; CANESIN, C. A. *A 300a Dynamic Electronic Load Based on Modified Buck+Boost interleaved converter*. Revista Eletrônica de Potência, vol. 11, nº 3, 2006.
- [38] TSAI, M. T.. *Comparative investigation of energy recycler for Power electronics burn-in test*. IEEE Proc. Electr. Power, vol. 147, nº 3, pp. 192-198, 2000.
- [39] TSAI, M. T; TSAI, C. *Energy Recycling for AC Power Source Burn-in Test*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, nº 4, pp. 974-976, 2000.
- [40] VENDRÚSCULO, Edson Adriano; POMILIO, José Antenor. *High-Efficiency Regenerative Electronic Load Using Capacitive Idling converter for Power Sources Testing*. IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 969-974, 1996.
- [41] WANG, Tymothy Cy; YE, Zhihong; SINHA, Gautam; YUAM, Xyaoming. *Output Filter Design for a Grid-Interconnected Three Phase Inverter*. IEEE , pp. 779-784, 2003.
- [42] WATANABE, Edison H.; AREDES, Márcio. *Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações — Filtros Ativos e FACTS*. Tutorial publicado no CBA'98, Uberlândia, MG, 2008.
- [43] WU, R.; DEWAN, S. B.; SELMON, G. R. *A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, nº 5, pp. 880-885, 1990.

### **Procedimentos e Normas:**

- [44] IEEE Std 519-1992, *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*.
- [45] IEEE Std 1184-2006, *IEEE Guide for Batteries for Uninterruptible Power Supply Systems*.

### **Catálogos:**

- [46] HS DISSIPADORES. *Catálogo Hs dissipadores versão 2008/2009*. Disponível no site do fabricante: [www.hsdissipadores.com.br](http://www.hsdissipadores.com.br). Acesso em 26/11/2008.

- [47] THORTON. *Catálogo de Ferrite*. Disponível no site do fabricante: [www.thorton.com.br](http://www.thorton.com.br). Acesso em 26/11/2008.

**Sites:**

- [48] VON WENTZEL, <http://www.vonwenzel.net/Battery/01.Type/index.html>. Acesso em 07/04/2010.
- [49] WINDSUN, <http://www.windsun.com>. Acesso em 07/04/2010.
- [50] AMSOLAR, <http://www.amsolar.com/batteries.html>. Acesso em 07/04/2010.
- [51] AGILENT, <http://www.home.agilent.com/agilent/home.jspx>. Acesso em 07/04/2010.
- [52] CROMAATE, <http://www.chromaate.com>. Acesso em 07/04/2010.
- [53] XANTREX, <http://www.tti.co.uk/products-resale/xantrex/xantrex-sorensen-electronic-load.html>. Acesso em 04/05/2009.
- [54] KIKUSUI, <http://www.kikusui.co.jp/en/index.html>.
- [55] EPCOS, <http://www.epcos.com>. Acesso em 07/04/2010.

## Apêndice A – Dimensionamento dos Elementos passivos para a carga eletrônica c.c. regenerativa

### A.1 Especificação do banco de capacitores do barramento c.c.

Foi possível especificar um banco de capacitores as condições de suportar 200V e totalizar 500µF com rse inferior a 105mΩ. Um banco de 12 capacitores Epcos de B41796–40V e 1500µF com rse de 28,14mΩ individual e 84,44mΩ de no total. Sendo a ligação dois a dois em paralelo e seis grupos em série totalizando 500µF no banco. O volume total do banco formado foi de 6.031cm<sup>3</sup>. Caso seja utilizado um inversor em meia ponte, o banco capacitivo pode ser a associação em série de dois dos bancos projetados com o ponto central conectado ao neutro da rede c.a.

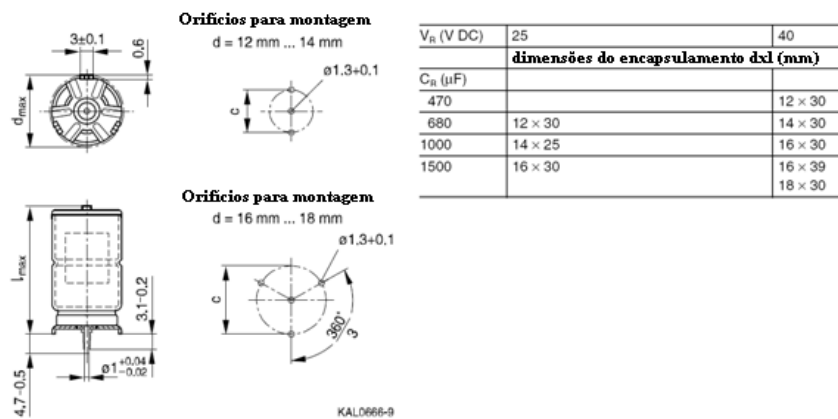


Figura A.1 -Dimensões de cada capacitor. Fonte: datasheet B41796 [55].

### A.2 Projeto físico do transformador Push-Pull

O projeto do transformador do conversor Push-Pull alimentado em corrente foi realizado de acordo com o procedimento ilustrado em [2],[3],[5].

O produto das áreas é muito importante para a determinação e escolha do núcleo a ser utilizado e pode ser calculado para o conversor Push-Pull alimentado em corrente [2] pela Equação (A.1).

$$A_e A_w = \frac{1,5 P_{out} \times 10^3}{k_w k_p J f \Delta B \eta} = 5,046 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.1})$$

Com, ;  $k_w = 0,4$ ;  $k_p = 0,41$ ,  $\Delta B = 0,16 T$ ,  $J = \frac{450 A}{\text{cm}^2}$   $f = 19980 \text{ Hz}$  e  $\eta = 80\%$

$A_w$ -área da janela do núcleo.

$k_w$ - fator de enrolamento, igual a 0,4 para transformadores devido ao material isolante que separa os condutores.

$k_p$ - porcentagem da área total de cobre ocupada pelo enrolamento do primário.

$J$ - densidade de corrente.

$\Delta B$ - densidade de fluxo magnético.

$A_w k_w$ - área total ocupada pelo cobre.

$A_p$ - área do enrolamento primário.

$A_s$ - área do enrolamento secundário.

$N_p$ - número de espiras do primário.

$N_s$ - número de espiras do secundário.

$\eta$ - rendimento.

Escolhe-se o núcleo NEE 76/50/25 com  $A_e A_w = 19,684 \text{ cm}^4$ ,  $A_e = 5,32 \text{ cm}^2$ ,  $A_w = 3,7 \text{ cm}^2$ .

Tomando-se a área em  $\text{m}^2$  e  $V_{in\min} = 10\text{V}$ , o número de espiras do primário é calculado pela Equação (A.2).

$$N_p = \frac{V_{in\min}}{2A_e f \Delta B} = 3 \text{ espiras} \quad (\text{A.2})$$

Considerando a queda de tensão nos diodos como ( $V_D = 0,7\text{V}$ ) e um retificador de onda completa com TAP central na saída, ( $D_{\min} = 0,5$ ) para o Push-Pull em corrente, pode-se calcular o número de espiras do secundário através da Equação (A.3).

$$N_s = 1,1N_p \left[ \frac{2V_o(1 - D_{\min}) + V_D}{V_{in\min}} \right] = 66 \text{ espiras} \quad (\text{A.3})$$

Serão dois enrolamentos primários de 3 espiras cada e dois secundários de 66 espiras cada.

Para o projeto do transformador do conversor Push-Pull em corrente, a corrente de pico do secundário é calculada de acordo a Equação (A.4) e a corrente eficaz pela (A.5).

$$I_{pico} = \frac{3P_{out}}{V_o} = 9,525\text{A} \quad (\text{A.4})$$

$$I_{sef} = \frac{I_{pico}}{\sqrt{2}} = 6,74\text{A} \quad (\text{A.5})$$

A corrente de entrada será a razão entre a potência de entrada (635W) e tensão de entrada mínima (10V) como mostrada na Equação (A.6).

$$I_i = \frac{P_i}{V_{i\min}} = 63,5\text{A} \quad (\text{A.6})$$

Esta corrente é contínua no indutor, porém descontínua nos enrolamentos do transformador e a corrente eficaz no primário pode ser aproximada pela Equação (A.7)

$$I_{p_{ef}} = \frac{I_i}{\sqrt{2}} = 44,9A \quad (A.7)$$

Desta maneira, pela análise da Tabela 5 para uma densidade de corrente de aproximadamente 450A/cm<sup>2</sup> deverão ser utilizados 12 fios AWG 18 para cada espira do primário, totalizando 72 voltas já que são dois enrolamentos de 3 espiras e 2 fios AWG 18 para cada espira do enrolamento do secundário totalizando 264 voltas, já que são dois secundários de 66 espiras cada. A área total ocupada deve ser verificada e ser inferior a área da janela do núcleo como feito na Equação (A.8).

$$A_{ocup} = N_v \frac{\pi(D_{ext})^2}{4} = 3,27cm^2, \text{ onde } N_v \text{ é o número total de voltas} = 336 \quad (A.8)$$

O projeto é factível, pois a área ocupada é inferior à área do carretel.

### A.3 Projeto físico do indutor de entrada para o conversor Push-Pull

Foi realizado também o projeto físico do indutor de entrada [2], [3] e [47].

Realizou-se o cálculo do produto das áreas para poder procurar um perfil de ferrite em que seja possível enrolar o indutor. O entendimento do produto das áreas pode ser facilitado com a análise da Figura A.1, onde  $A_w$  (área da janela do núcleo ferromagnético) e  $A_e$  (área do braço central do núcleo). Foi considerado um filtro na topologia LCL, onde os indutores foram projetados de acordo com a Equação (A.9). Neste projeto  $I_{pk}$  foi considerada 20 A, que é a corrente nominal drenada da bateria. O valor adotado para a indutância foi 2mH,  $K_w$  (fator de utilização da janela do perfil) foi feito 0,75. A densidade máxima de fluxo magnético  $B_{max} = 0,24T$  e a densidade de corrente  $J = 500 A/cm^2$ . Desta forma, foi possível calcular através da Equação (A.9) o mínimo produto das áreas necessário ao núcleo de ferrite e escolher o núcleo necessário.

$$A_e A_w = \frac{L I_{pk}^2}{K_w B_{max} J_{max}} \times 10^4 \quad (A.9)$$

A utilização de condutores em alta frequência deve levar em consideração o efeito pelicular (“*skin effect*”)[3]. Com o aumento da frequência, a corrente tende a ocupar cada vez mais apenas a periferia do condutor, concentrando-se em uma área reduzida e causando um

maior aquecimento do condutor. A profundidade de penetração do efeito pelicular pode ser calculada de maneira simplificada pela Equação (A.10)

$$\Delta_{skin} = \frac{7,5}{\sqrt{f}} [m] \quad (A.10)$$

Onde  $\Delta_{skin}$  é a profundidade de penetração do efeito pelicular, medida em metros, e  $f$  é a frequência de trabalho do condutor.

Para o projeto de bons indutores e transformadores de alta frequência, o diâmetro dos condutores utilizados deve ser inferior a  $2\Delta_{skin}$ . Para a frequência de chaveamento utilizada neste projeto, 19980Hz, o diâmetro do condutor deve ser inferior a 5,31cm. Este valor está entre as bitolas AWG 17 e AWG 18 de acordo com a Tabela 5, onde se pode concluir que para evitar o efeito pelicular a uma frequência de chaveamento de 19980Hz, devem ser utilizados cabos de bitola AWG 18 ou inferior, para que a resistência do condutor em alta frequência não difira muito da sua resistência c.c.. Na bitola AWG 17 já ocorre o efeito pelicular, porém em baixa intensidade.

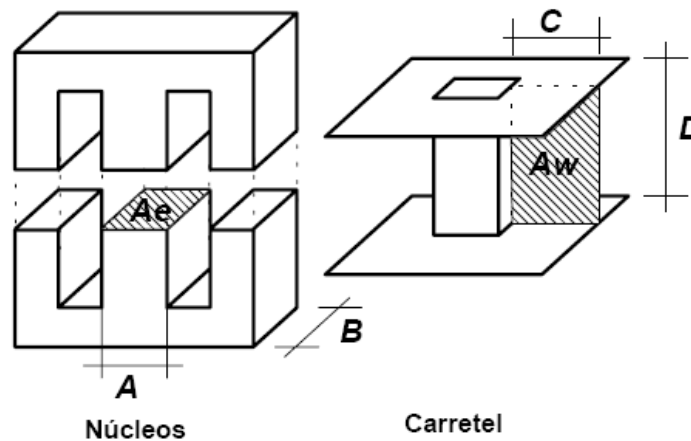


Figura A.1 - Topologia de montagem de núcleos NEE com carretel.

Para o cálculo do número de espiras dos indutores foi utilizada a Equação (A.11) que depende do núcleo NEE escolhido.

$$N = \frac{LI}{B_{max}A_e} \times 10^4 \quad (A.11)$$

Para evitar a saturação magnética do núcleo, também deve haver a inserção de um entreferro para elevar a relutância, calculado de acordo com a Equação (A.12).

$$lg = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L} \quad (A.12)$$

Onde  $lg$  é a largura do material ferromagnético a ser inserido (que deve ter permeabilidade magnética baixa – próxima à do vácuo) e  $\mu_o$  é a permeabilidade magnética do vácuo ( $4\pi \times 10^{-9} \frac{H}{cm}$ ). Normalmente o entreferro é dividido em duas partes e é montado nas pernas externas do núcleo NEEE.

Tabela 5. Dados das bitolas de condutores destinados à confecção de indutores e transformadores [2].

AWG	Diâmetro cobre (cm)	Área do cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro Isolamento (cm)	Área do isolamento (cm <sup>2</sup> )	Ohms/cm a 20°C	Ohms/cm a 100°C	Corrente para 450A/cm <sup>2</sup>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000628	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459

Deve-se verificar se o projeto é factível comparando a área ocupada pelos condutores, calculada conforme Equação (A.13), com a área da janela dos núcleos.

$$A_{\text{ocup}} = N \frac{\pi(D_{\text{ext}})^2}{4} \quad (\text{A.13})$$

Onde  $D_{\text{ext}}$  é o diâmetro externo do condutor de cobre escolhido (Tabela 5) e  $N$  é o número de voltas necessário do condutor utilizado.

Se a área ocupada for inferior a área da janela, o projeto é factível. A Figura A.2 ilustra o perfil NEE-55/28/21.

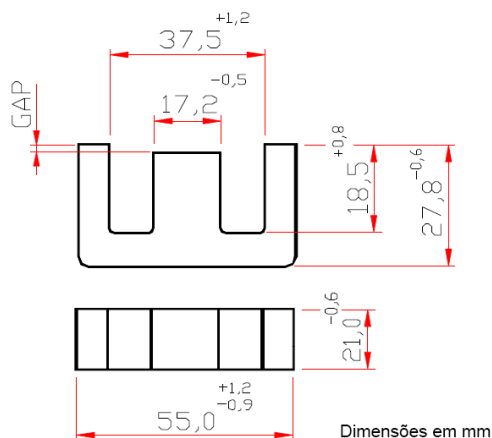


Figura A.2 - Detalhes e dimensões do Perfil E55-28-21. Fonte [47].

Apesar do estágio de entrada não ter sido montado neste trabalho, o projeto físico dos indutores de para o filtro de entrada foi realizado. Conseguiu-se um bom desempenho em simulação com um indutor de  $100\mu\text{H}$  do lado da bateria e um indutor de  $50\mu\text{H}$  do lado do conversor, projetados para uma corrente nominal de 20A, que é a corrente nominal que será drenada da bateria. Os indutores foram projetados seguindo os mesmos procedimentos ilustrados no apêndice A e suas características de projeto estão descritas abaixo.

- $100\mu\text{H}$  – núcleo NEE55/28/21 de ferrite IP6 – 24 espiras, sendo cada uma formada por 4 fios de bitola AWG 17–  $B_{\text{max}}$  de 0,24T – densidade de corrente de  $500 \text{ A/cm}^2$  entreferro de 1,2mm em cada braço.
- $50\mu\text{H}$  - núcleo NEE42/21/20 de ferrite IP6 – 17 espiras, sendo cada uma formada por 4 fios de bitola AWG17-  $B_{\text{max}}$  de 0,24T- densidade de corrente de  $500 \text{ A/cm}^2$  entreferro de 0,88mm em cada braço.

#### A.4 Projeto físico do indutor de saída

O projeto dos indutores dos filtros de saída para a carga eletrônica c.c. regenerativa foi realizado de acordo com o procedimento descrito anteriormente para o indutor de entrada, levando-se em consideração uma corrente de 5A eficazes na saída que resulta em 7,1A de pico.

Caso se opte pelo emprego de um inversor em meia ponte no estágio de saída, onde é permitida uma conexão do neutro da rede com o ponto central do barramento c.c., é mais proveitoso montar um filtro na topologia LCL. Utilizou-se um indutor de 1,5mH do lado do conversor e um de 500 $\mu$ H do lado da carga. O capacitor utilizado deve ser eletrolítico com baixa resistência série equivalente para corrente alternada de 5 $\mu$ F e suportar uma tensão de pelo menos 250V.

O projeto destes indutores foi realizado para uma frequência nominal de 19,98 kHz e seguindo a metodologia detalhada no apêndice A.

- 500 $\mu$ H – núcleo NEE42/21/15 de ferrite IP12R – 56 espiras de bitola AWG 17–  $B_{\max}$  de 0,25T – densidade de corrente de 500 A/cm<sup>2</sup> entreferro de 0,68mm em cada braço.
- 1500 $\mu$ H - NEE55/28/21 de ferrite IP6 – 88 espiras de bitola AWG17-  $B_{\max}$  de 0,24T- densidade de corrente de 500 A/cm<sup>2</sup> entreferro de 1,12mm em cada braço.

Caso se opte por uma montagem um inversor em ponte completa no estágio de saída, é interessante se utiliza um filtro LC ou apenas L, mesmo com o LCL apresentando uma melhor atenuação às oscilações de altas frequências. Este emprego se justifica pela questão de simetria e problemas de compatibilidade eletromagnética, onde seria necessário um filtro LCL para cada braço do inversor. Este tipo de montagem, apesar de apresentar indutores de tamanho muito reduzido, elevaria a complexidade da montagem em demasia, por isso foi utilizado um filtro de ordem inferior. Para a montagem com esta topologia foi utilizado um filtro LC com  $L = 1,5$  mH e  $C = 5\mu$ F, onde L representa a indutância total dividida entre os braços do conversor e C é colocado em paralelo com a rede c.a como se pode observar na Figura A.3.

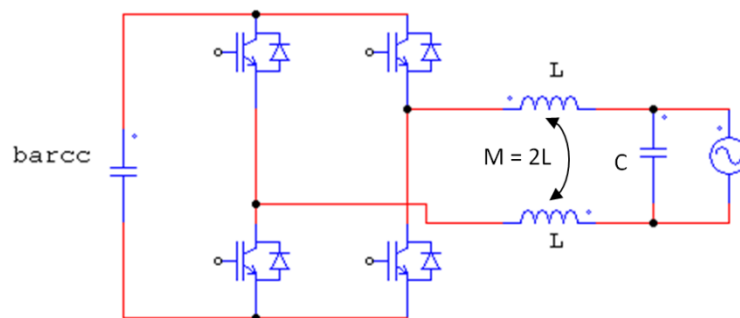


Figura A.3 -Disposição do filtro LC no estágio de saída com inversor em ponte completa para evitar problemas de compatibilidade eletromagnética.

O indutor projetado, neste caso, tem as seguintes características:

- $L_{eq} = L + L + 2M = 1500\mu\text{H}$  - NEE55/28/21 de ferrite IP6 – 44 espiras de bitola AWG17 para cada indutor-  $B_{max}$  de 0,24T- densidade de corrente de 500 A/cm<sup>2</sup> entreferro de 1,12mm em cada braço.

## Apêndice B – Especificação dos dispositivos semicondutores, análise das perdas e modelo térmico

---

### B.1 Projeto do circuito de snubber para as chaves do conversor Push-Pull

As chaves do conversor Push-Pull devem ser projetadas para suportar cerca de duas vezes a tensão de entrada. Considerando-se uma tensão máxima de 30V na entrada, pode-se determinar chaves que suportem até 60V. Porém, é inerente ao processo de construção do transformador, a presença de uma reatância de dispersão que provoca “*spikes*”, transitórios de tensão com elevado valor de pico, durante o chaveamento. Esses picos de tensão podem provocar a queima precoce das chaves e devem ser controlados. Com o objetivo de controlar estes picos de tensão, foi projetado um circuito “*snubber*” para limitar a tensão sobre as chaves como mostra a Figura 5.9.

No projeto do circuito snubber, foram utilizados 2 zeners 1N4751 de 30V que conduzirão apenas quando a tensão sobre a chave exceder 60V, realizando o grampeamento; um capacitor de 1 $\mu$ F em paralelo com os zeners para evitar oscilações de tensão; um diodo rápido mur410 que protege o “*snubber*” de condução no sentido inverso e um resistor de descarga de 1k $\Omega$ .

### B.2 Especificações dos dispositivos semicondutores e análise das perdas

Os dispositivos semicondutores devem ser especificados para uma análise das perdas dos conversores. Dado que a potência de projeto é 635W, se tem uma corrente na entrada máxima de 20 A contínuos e uma corrente na saída para a rede c.a. (127V rms) de 5A eficazes.

Escolheu-se para o conversor Push-Pull, dois um MOSFET de potência rápido (IRPF064) com 70A de corrente nominal, 60V de tensão de bloqueio e 9m $\Omega$  de resistência de condução. Para uma corrente média de 20A de entrada, cada chave terá uma corrente média de cerca de 10A.

O IGBT adotado para inversor em ponte completa foi o (IRGIB7B60KD), com tensão de bloqueio de 600V e corrente de coletor ( $I_C$ ) de 8 A nominais. A modulação PWM foi novamente considerada a 19980Hz, além de interpolações das curvas de energia de chaveamento para realizar o cálculo das perdas.

A corrente através dos diodos, do secundário do conversor Push-Pull em corrente, não é contínua e tem seu valor médio em torno da metade do seu valor de pico, o que totalizará cerca de 5A. O diodo utilizado, MUR860, tem capacidade de condução de até 8 A e de bloqueio de 600V de tensão reversa.

Uma vez realizada a escolha dos dispositivos, foi feito uma rotina no *software* MatLab® para o cálculo das respectivas perdas de condução e chaveamento para cada dispositivo e também para a especificação de dissipadores.

Os dissipadores foram escolhidos e considerados com ventilação natural [46]. Para a avaliação das perdas da carga eletrônica, foram calculadas também, as perdas nos indutores [47] e as perdas na rse dos capacitores.

A metodologia utilizada para o cálculo das perdas é descrita sucintamente a seguir:

### B.2.1 Perdas no IGBT

Para as perdas de condução no IGBT foram utilizadas as Equações (B.1) e (B.2), que podem ser inferidas da Figura B.1.

$$P_{cond} = V_{CE(TO)}I_{C_{avg}} + r_{CE}I_{C_{rms}}^2 \text{ para o IGBT} \quad (B.1)$$

$$P_{cond} = V_{F(TO)}I_{F_{avg}} + r_T I_{F_{rms}}^2 \text{ para o diodo} \quad (B.2)$$

Onde:

$V_{CE(TO)}$  - tensão entre coletor e emissor para corrente de coletor nula de acordo com a linearização exibida na Figura B.1.

$V_{F(TO)}$  - queda de tensão direta para corrente no diodo nula de acordo com a linearização de sua curva.

$I_{C_{avg}}$  - corrente de coletor média para o IGBT.

$I_{F_{avg}}$  - corrente direta média para o diodo.

$I_{C_{rms}}$  - corrente de coletor eficaz para o IGBT.

$I_{F_{rms}}$  - corrente direta eficaz para o diodo.

$r_{CE}$  – inverso da inclinação da curva  $I_C \times V_{CE}$  para o IGBT de acordo com a Figura B.1.

$r_T$  – inverso da inclinação da curva  $I_F \times V_F$  para o diodo.

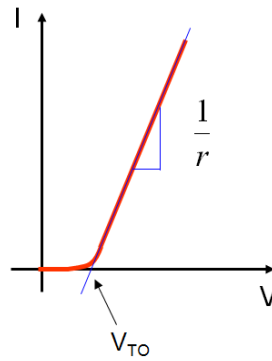


Figura B.1 - Curva característica para a junção do diodo rápido e também para  $I_c \times V_{ce}$  para o IGBT.

Já as perdas de chaveamento foram obtidas através de interpolações de curvas como as da Figura B.2 para cada valor instantâneo de corrente chaveado, somando as energias e depois dividindo pelo período para encontrar a potência.

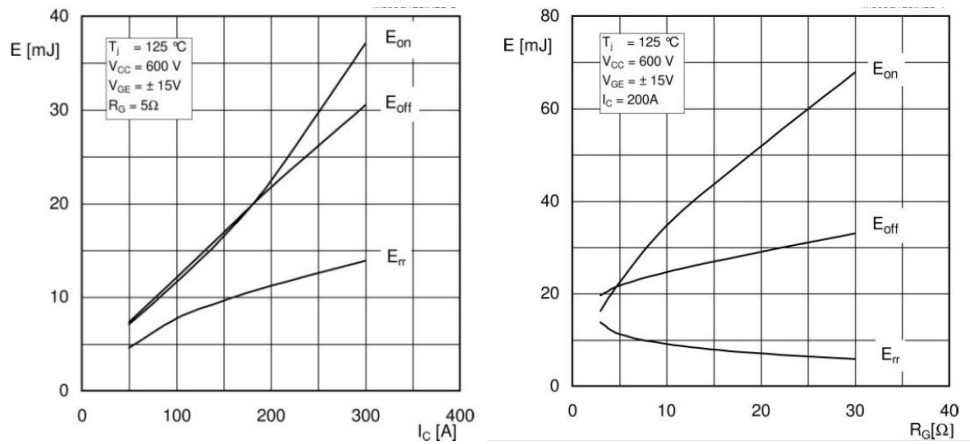


Figura B.2 – Exemplo de gráficos da energia de chaveamento para IGBT's.

Para o cálculo das perdas de chaveamento em IGBT's, gráficos de perdas semelhantes aos da Figura B.2 devem ser utilizados, pois devido à calda de corrente que se forma no chaveamento, não é possível calcular a energia apenas com os tempos de comutação.

### B.2.2 Perdas no MOSFEET

As perdas de condução foram calculadas de acordo com a Equação (B.3).

$$P_{cond} = r_{DSon} I_{Drms} \quad (B.3)$$

Como se trata de um conversor Push-Pull em corrente, o diodo em antiparalelo do conversor não entrará em condução e portanto, não apresentará perdas condutivas, porém caso seja uma ponte operando com tensão alternada e fator de deslocamento inferior à unidade, existirão perdas condutivas no diodo de maneira semelhante às ilustradas na Equação (B.2).

Para o cálculo das perdas de chaveamento, forma utilizadas as Equações (B.4) a (B.7).

$$W_{on} = \frac{EI}{2} (t_{ri} + t_{fv}) \quad (B.4)$$

$$W_{off} = \frac{EI}{2} (t_{rv} + t_{fi}) \quad (B.5)$$

$$P_{on-off} = (W_{on} + W_{off})f, \text{ para o mosfet} \quad (B.6)$$

$$W_{on} = \frac{EI}{2} (t_{ri} + t_{fv}) + Q_{rr}E, \text{ para o diodo} \quad (B.7)$$

Onde:

$f$  - frequência de chaveamento.

$W_{on}$  - Energia perdida quando o mosfet entra em condução

$W_{off}$  - Energia perdida quando o mosfet passa de condução para bloqueio

$E$  – tensão c.c. entre *dreno* e *source*.

$I$  – corrente c.c. através do mosfet.

$t_{ri}$  - tempo necessário para que a corrente saia de zero e atinja o seu valor máximo.

$t_{fi}$  - tempo necessário para que a corrente saia do seu valor máximo e retorne a zero.

$t_{rv}$  - tempo necessário para que a tensão entre *dreno* e *source* saia de zero e atinja o seu valor máximo.

$t_{fv}$  - tempo necessário para que a tensão entre *dreno* e *source* saia do seu valor máximo e retorne a zero.

$Q_{rr}$  - energia de recuperação reversa do diodo.

Durante o chaveamento, também podem ser consideradas as perdas pelo carregamento da capacitância parasita do MOSFET (Equação (B.8)).

$$P_{cap} = \frac{1}{2} C_{oss} V_{GS}^2 f \quad (B.8)$$

Onde,

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD}$$

$C_{DS}$  - capacitância parasita entre *dreno* e *source*.

$C_{GD}$  - capacitância parasita entre *gate* e *dreno*.

$V_{GS}$  - valor da tensão de comando do MOSFET.

$f$  - frequência de chaveamento.

### B.2.3 Perdas no diodo rápido

Foi utilizado um gráfico semelhante ao da Figura B.3, normalmente fornecido pelos fabricantes, onde a perda de potência no diodo é dada em função do valor médio da corrente no diodo e do seu fator de forma.

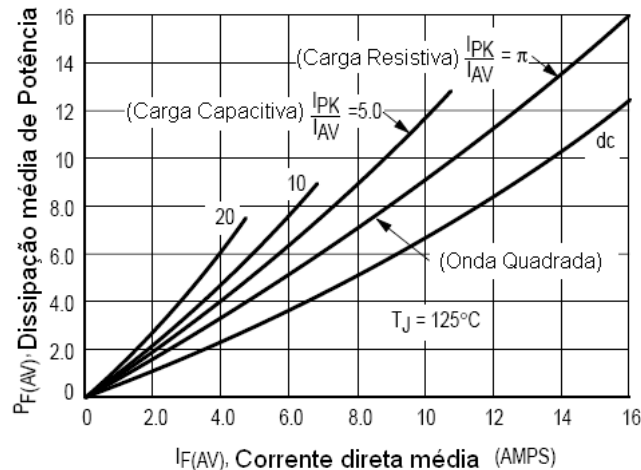


Figura B.3 - Exemplo de gráfico de perdas em diodos rápidos fornecido em folhas de dados.

### B.2.4 Perdas nos indutores

Para os indutores devem ser computadas as perdas no cobre e no núcleo. Para o cálculo das perdas no cobre, deve ser levada em consideração a resistência do indutor dada pela Equação (B.9).

$$R = \frac{1 N^2 l_m}{\sigma A_w F_u} \quad (\text{B.9})$$

Onde,

$N$  - Número de espiras do indutor.

$l_m$  - Comprimento médio de uma espira.

$A_w$  - Área da janela do indutor.

$F_u$  - Fator de utilização da área pelos fios de cobre.

Para o cálculo das perdas no núcleo foi considerada a informação do fabricante que especifica a relação (perda de potência/peso do núcleo), para cada perfil foi analisado o peso e as perdas retiradas de gráficos fornecidos pelo fabricante [47] semelhantes ao da Figura B.4.

IP6			
SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
$\mu_i$	23 °C	2000 ± 25%	---
B	15 Oe, 23 °C	4800	Gauss
$P_p$	2000 Gauss	30,0	mW/g
	20 Khz, 80 °C		
$T_c$	---	> 165	°C
$\rho$	---	4800	Kg/m <sup>3</sup>

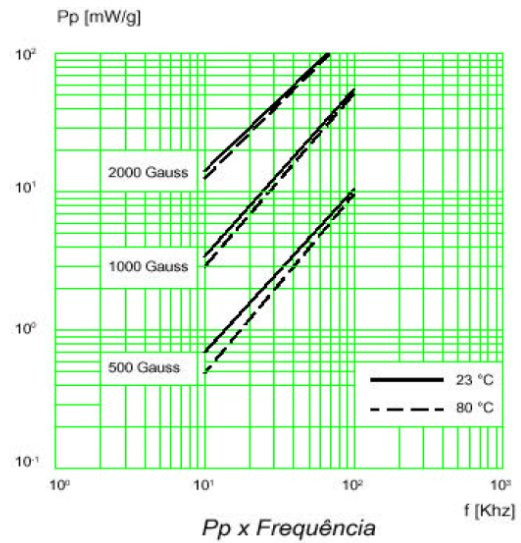


Figura B.4 - Dados disponibilizados pelo fabricante de núcleos de ferrite para determinar as perdas/peso do núcleo em função da densidade de fluxo magnético e frequência de operação e exemplo de gráfico fornecido pelo fabricante de núcleos de ferrite que dá as perdas/peso em função da frequência de operação. Fonte [47].

### B.2.5 Perdas no capacitor

As perdas no capacitor são causadas pela circulação de uma componente alternada de corrente, gerada pelo chaveamento através da resistência série equivalente do capacitor e são calculadas de acordo com a Equação (B.10).

$$P_{cap} = RSE \cdot I_{ac}^2 \quad (B.10)$$

Onde  $I_{ac}$  é a componente de corrente alternada que circula através do capacitor.

### B.3 Perdas e eficiência da carga eletrônica projetada

A metodologia descrita para os cálculos foi empregada resultando na Tabela 6. As perdas no circuito de “snubber” e no capacitor do filtro de entrada e de saída foram desprezadas.

Tabela 6. Tabela de perdas para a carga eletrônica regenerativa c.c proposta.

Perdas carga eletrônica com Push-Pull + inversor em ponte completa									Eficiência (%)
mosfet Push-Pull (W)	Diodo IGBT-ponte (W)	IGBT-ponte (W)	Diodo rápido (W)	Indutor c.c (100μ) (W)	Indutor c.c (50μ) (W)	Banco cap. bar. c.c. (W)	Indutor c.a (W)	Perdas Totais (W)	
1,22	0,24	8,4	2,8	8,1	4,8	3,83	8,71	68,1	89,3

Vale ressaltar que essa é a eficiência estimada da carga eletrônica regenerativa c.c. esperada para uma montagem e operação com os componentes citados. A eficiência real não pôde ser avaliada, pois a montagem completa do protótipo não foi realizada. Espera-se uma eficiência muito próxima deste valor ou ligeiramente inferior, já que a parte de comando da eletrônica drena um pouco de potência também.

#### B.4 Modelo Térmico e dimensionamento dos dissipadores

Foram utilizados modelos térmicos simplificados de primeira ordem para o cálculo das temperaturas de operação dos semicondutores e projeto dos dissipadores mostrados na Figura B.5 e na Figura B.6. A temperatura ambiente foi considerada igual a 40°C para o projeto térmico.

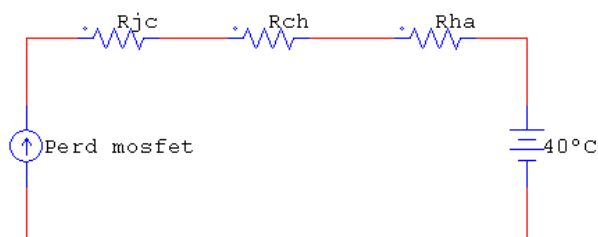


Figura B.5 – Modelo Térmico para o diodo rápido e para o MOSFET (com diodo sempre desligado).

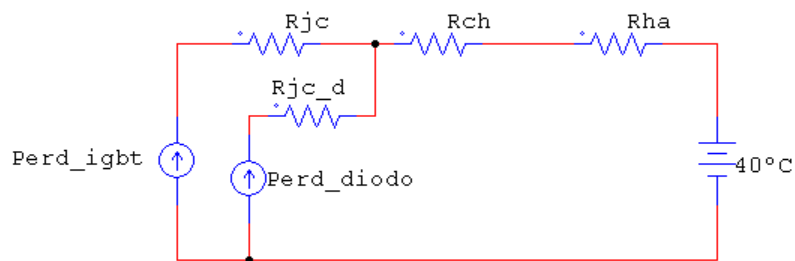


Figura B.6 – Modelo Térmico para o IGBT e seu diodo.

Em ambos os casos as perdas foram modeladas como fontes de corrente e as temperaturas como fontes de tensão. As resistências térmicas que compõem o modelo são medidas em (°C/W) e foram retiradas das folhas de dados dos fabricantes de dissipadores ( $R_{hA}$  – Resistência térmica do dissipador para o ambiente) e do fabricante dos dispositivos semicondutores ( $R_{jc}$  – resistência térmica da junção para o encapsulamento e  $R_{ch}$  – resistência térmica do encapsulamento para o dissipador).

Embora as junções dos dispositivos suportem até 150°C, os dissipadores foram escolhidos de forma a manter a temperatura de trabalho da junção sempre em um valor inferior a 125°C. A resistência térmica dos dissipadores depende do perfil de dissipador utilizado, do seu comprimento, da diferença de temperatura entre o ambiente e o ar que circula no dissipador e da altitude do local onde o dissipador está operando [46].

Foram considerados os modelos térmicos da Figura B.5 e da Figura B.6 para IGBT's, MOSFET's e diodos rápidos. Para o projeto dos dissipadores, foi considerada a ventilação natural e temperatura ambiente de 40°C. Procurou-se manter a temperatura das junções semicondutoras em valores inferiores a 115°C nas condições nominais de operação. A tabela ccc ilustra as resistências térmicas aproximadas de projetos para os dissipadores.

Tabela 7. Resistência térmica dos dissipadores projetados para os dispositivos semicondutores considerando ventilação natural.

Componente	Resistência térmica do dissipador (°C/W)
Diodo mur860	19,8
IGBT IRGIB7B60KD	4,39
MOSFET IRPF064	36,086